

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

С.О.Козерук

АКУСТИЧНІ ІНФОРМАЦІЙНІ СИСТЕМИ

ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ТА ЛАБОРАТОРНИЙ ПРАКТИКУМ

*Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для студентів, які навчаються за спеціальністю
171 «Електроніка», спеціалізаціями «Акустичні мультимедійні технології»,
«Акустичний моніторинг, біо- та психоакустика»*

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2018

Рецензент: Макаренко В.В., к.т.н., старший науковий співробітник, доцент
кафедри звукотехніки та реєстрації інформації
Відповідальний Дрозденко О.І., к.т.н., доцент, доцент кафедри акустики та
редактор акустoeлектроніки

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол №7 від 29.03.2018 р.)
за поданням Вченої ради факультету електроніки (протокол №03/2018 від 26.03.2018 р.)*

Електронне мережне навчальне видання

Козерук Сергій Олександрович, канд. фіз.-мат. наук, доц.

АКУСТИЧНІ ІНФОРМАЦІЙНІ СИСТЕМИ

ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ТА ЛАБОРАТОРНИЙ ПРАКТИКУМ

Акустичні інформаційні системи: Електронний ресурс : навч. посіб. для студ. спеціальності 171 «Електроніка», спеціалізацій «Акустичні мультимедійні технології», «Акустичний моніторинг, біо- та психоакустика» / С.О. Козерук ; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: 2.70 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018. – 168 с.

У навчальному посібнику приведено основні методи та способи отримання інформації із застосуванням акустичних хвиль. Розглянуто основи інформаційної теорії та її застосування в акустичних задачах локації. Приведено методи обробки акустичних сигналів. Обґрунтовано застосування статистичної теорії для виявлення акустичного сигналу замаскованого завадою. Наведено структурні схеми реалізації оптимальних і неоптимальних приймачів. Розглянуто приклади обробки сигналів та побудови віртуальних моделей прийомних каналів акустичних інформаційних систем у програмному середовищі Matlab.

© С.О.Козерук, 2018

© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018

ЗМІСТ

ПЕРЕДМОВА	5
1. АКУСТОТЕХНІЧНІ МЕТОДИ ОТРИМАННЯ ІНФОРМАЦІЇ	7
1.1. ВИМІРЮВАННЯ ВІДСТАНІ	8
1.1.1. Імпульсний метод вимірювання відстані	8
1.1.2. Фазовий метод вимірювання відстані.....	12
1.1.3. Частотний метод вимірювання відстані.....	15
1.2. ДОПЛЕРІВСЬКИЙ МЕТОД ВИЯВЛЕННЯ ТА ВИМІРЮВАННЯ ШВИДКОСТІ РУХОМИХ ОБ'ЄКТІВ.....	20
1.3. ВИМІРЮВАННЯ КУТОВИХ КООРДИНАТ	24
1.3.1. Амплітудний метод, або метод максимуму прийнятого сигналу...	24
1.3.2. Метод мінімуму прийнятого сигналу	26
1.3.3. Метод порівняння прийнятих сигналів.....	27
1.3.4. Фазовий метод вимірювання кутових координат	28
1.3.5. Кореляційний метод вимірювання кутових координат.....	30
1.4. ПРАКТИКУМ ДО РОЗДІЛУ 1	34
1.5. КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ ТА ЗАВДАННЯ ДО РОЗДІЛУ 1	36
2. ЗАСТОСУВАННЯ ТЕОРІЇ ІНФОРМАЦІЇ В ЗАДАЧАХ АКУСТИЧНОЇ ЛОКАЦІЇ.....	39
2.1. ВИЗНАЧЕННЯ ІНФОРМАЦІЇ.....	39
2.2. ЗАСТОСУВАННЯ ТЕОРІЇ ІНФОРМАЦІЇ В ЗАДАЧАХ АКУСТИКИ.....	49
2.2.1. Пропускна здатність акустичної інформаційної системи.....	49
2.2.2. Узгодження характеристик системи та сигналу	53
2.2.3. Застосування теорії інформації в акустичній локації	54
2.2.4. Оцінка кількості інформації вимірювання параметрів сигналу ..	60
2.3. ПРАКТИКУМ ДО РОЗДІЛУ 2	64
2.4. КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ ТА ЗАВДАННЯ ДО РОЗДІЛУ 2	68
3. СИГНАЛИ АКУСТИЧНИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ СИСТЕМ	69
3.1. АМПЛІТУДНА МОДУЛЯЦІЯ.....	72
3.2. КУТОВА МОДУЛЯЦІЯ	77
3.3. ЛОКАЦІЙНІ СИГНАЛИ З ІМПУЛЬСНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ.....	80
3.4. ОБРОБКА ПРИЙНЯТИХ АКУСТИЧНИХ СИГНАЛІВ	87
3.5. АКУСТИЧНІ ШУМИ.....	90
3.6. ЛАБОРАТОРНИЙ ПРАКТИКУМ ДО РОЗДІЛУ 3	96
Лабораторна робота № 1 Часові та спектральні характеристики АМ сигналів (частина 1)	96
Лабораторна робота № 2 Часові та спектральні характеристики АМ сигналів (частина 2)	98
Лабораторна робота № 3 Часові та спектральні характеристики АМ сигналів (частина 3)	100
Лабораторна робота № 4 Часові та спектральні характеристики прямокутних імпульсів	102
Лабораторна робота № 5 Імітаційне моделювання пристроїв модуляції та демодуляції сигналів.....	103

Лабораторна робота № 6 Кореляційна обробка детермінованих сигналів і шумів	105
Лабораторна робота № 7 Характеристики акустичних шумів.....	106
4. ПРИЙМАЛЬНИЙ КАНАЛ АКУСТИЧНИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ СИСТЕМ	108
4.1. СТАТИСТИЧНА ТЕОРІЯ ВІЯВЛЕННЯ СИГНАЛУ ЗАМАСКОВАНОГО ЗАВАДОЮ.	108
4.2. ПОБУДОВА ОПТИМАЛЬНИХ ПРИЙМАЧІВ	119
4.2.1. Оптимальний приймач – корелятор	119
4.2.2. Оптимальний приймач – узгоджений фільтр.....	126
4.2.3. Виявлення сигналів з випадковими параметрами	128
4.3. НЕКОГЕРЕНТНЕ ДЕТЕКТУВАННЯ СИГНАЛІВ	131
4.4. ВІМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛУ	132
4.5. ЛАБОРАТОРНИЙ ПРАКТИКУМ ДО РОЗДІЛУ 4	137
Лабораторна робота № 8 Кореляційний детектор для виявлення послідовності імпульсів замаскованих шумовою завадою	137
Лабораторна робота № 9 Кореляційний детектор для виявлення імпульсного сигналу замаскованого шумовою завадою	139
Лабораторна робота № 10 Кореляційний детектор для виявлення тонального сигналу замаскованого шумовою завадою	141
Лабораторна робота № 11 Оптимальний приймач імпульсного сигналу замаскованого шумовою завадою	142
Лабораторна робота № 12 Кореляційний детектор для виявлення послідовності імпульсів замаскованих завадами	144
Лабораторна робота № 13 Неоптимальний приймачі імпульсів замаскованих шумовою завадою	146
Лабораторна робота № 14 Типовий канал виявлення.....	147
ДОДАТОК 1 ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПО ПРОГРАМНОМУ ПАКЕТУ ВІЗУАЛЬНОГО МОДЕЛЮВАННЯ SIMULINK	150
ДОДАТОК 2 ЗВ'ЯЗОК МІЖ ІМІТАЦІЙНОЮ S- МОДЕЛЛЮ ТА М-ФАЙЛОМ .	154
ДОДАТОК 3 ПРОГРАМА СПЕКТРАЛЬНОЇ ОБРОБКИ ДАНИХ.....	155
ДОДАТОК 4 ПРИКЛАД ПРОГРАМИ SSB МОДУЛЯЦІЇ З ВИКОРИСТАННЯМ ПЕРЕТВОРЕННЯ ГІЛЬБЕРТА.....	156
ДОДАТОК 5 РОЗРАХУНОК КОРЕЛЯЦІЙНОЇ ФУНКЦІЇ ПО ФАЙЛУ ДАНИХ.	157
ДОДАТОК 6 ПРОГРАМА ПОБУДОВИ ГІСТОГРАМИ ВИПАДКОВОГО ПРОЦЕСУ	158
ДОДАТОК 7 ПОСЛІДОВНИЙ, ПАРАЛЕЛЬНИЙ ТА ПАРАЛЕЛЬНО - ПОСЛІДОВНИЙ МЕТОДИ ОБРОБКИ ДАНИХ	159
ДОДАТОК 8 ПРОГРАМА ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ІМІТАЦІЙНОЇ МОДЕЛІ.....	163
ЛІТЕРАТУРА.....	165

ПЕРЕДМОВА

Навчальний посібник «Акустичні інформаційні системи» забезпечує цикл професійної підготовки магістрів спеціальності 171 «Електроніка» спеціалізацій: «Акустичні мультимедійні технології», «Акустичний моніторинг, біо- та психоакустика». Навчальний посібник складено у відповідності до навчальної та робочої програм дисципліни «Акустичні інформаційні системи».

Матеріал викладений у посібнику сприятиме отриманню знань з акустичних методів локації та пеленгування, основ теорії інформації, побудови пристроїв генерації та обробки сигналу в задачах інформаційної акустотехніки. Навчальний посібник складається із чотирьох розділів. У першому розділі сформульовано визначення акустичних інформаційних систем, наведено фізичні принципи та математичне обґрунтування отримання інформації за допомогою акустичних хвиль, розглянуто типові способи визначення відстані, швидкості та кутових координат. В кінці розділу запропоновано контрольні питання та задачі для закріплення учбового матеріалу.

У другому розділі наведено основи теорії інформації та її застосування в задачах технічної акустики. Розглянуто співвідношення для розрахунку інформаційних швидкості та пропускної здатності акустичного каналу, обґрунтовано застосування теорії інформації в активній та пасивній локації. В кінці розділу запропоновано контрольні питання та задачі.

У третьому розділі акустичні хвилі розглянуто як сигнали, що несуть інформацію про просторові, часові та структурні характеристики довкілля. Приведено методи модуляції та демодуляції сигналів, математичні алгоритми та схеми їх реалізації. В кінці розділу запропоновані завдання до лабораторних робіт з синтезу та обробки сигналів, шумів та їх композицій, а також, представлена методика виконання у пакеті візуального моделювання Simulink програмного середовища Matlab.

Четвертий розділ є базовим для розуміння статистичної теорії виявлення сигналу замаскованого завадою. Дано формулювання задачі виявлення сигналу, математичне рішення та реалізація оптимального приймача на структурному рівні. Приведено приклади реалізації оптимального приймача у вигляді кореляційного детектора та узгодженого фільтра. В кінці розділу запропоновані завдання до лабораторних робіт з методів виявлення сигналів, а також представлена методика виконання з використанням імітаційних моделей приймачів. Запропоновані завдання для самостійної роботи.

Матеріал викладений у окремих розділах посібника може бути використаний при вивченні дисциплін «Проектування акустичних приладів та систем», «Проектування біоакустичних приладів та систем».

Вдячний за зауваження та поради професору, д.т.н. Лейку Олександрю Григоровичу та професору, д.т.н. Продеусу Аркадію Миколайовичу.

1. АКУСТОТЕХНІЧНІ МЕТОДИ ОТРИМАННЯ ІНФОРМАЦІЇ

Властивість акустичних хвиль розповсюджуватись у пружних середовищах – твердих тілах, рідинах, газах – де оптичні, електромагнітні хвилі швидко затухають, обумовило їх застосування у інформаційних задачах технічної акустики. Поширюючись, акустичні хвилі розсіюються, поглинаються і відбиваються від структурних елементів середовища. Характеристики хвиль - амплітуда, частота, фаза змінюються. Акустична хвиля стає носієм інформації. Приймавши і відповідним чином обробивши ці коливання за допомогою технічних засобів можна отримати корисну інформацію про стан та фізичні властивості довкілля. Технічні засоби призначені для отримання інформації за допомогою акустичних хвиль називаються акустичними інформаційними приладами або системами (АІС). АІС дозволяють виявити об'єкт, розрахувати кутові координати, відстань та швидкість його руху по первинним інформаційним параметрам - амплітуді, частоті, фазі та часу затримки. Такі системи використовують в гідроакустиці, атмосферній акустиці, геофізичних дослідженнях землі, дефектоскопії та неруйнівному контролю, медичній діагностиці та томографії. Подальший розвиток АІС направлений на відтворення зображення об'єктів завдяки трансформації акустичних хвиль в електричні сигнали з застосуванням математичних алгоритмів обробки та візуалізації.

Для отримання інформації в АІС використовують процес який називається *локацією*. Термін локація широко використовується у радіотехніці [1,2], гідроакустиці [3,4], ультразвукових приладах контролю та телеметрії [5,6], геологічній розвідці [7] і означає спостереження навколишнього простору, виявлення об'єктів спостереження, вимірювання їх координат та швидкості. В атмосферній акустиці, для визначення координат джерел звуку, замість терміну локація часто використовують синонім *локалізація* [8]. Виявлення та визначення кутових координат об'єкту відносно спостерігача називається *пеленгуванням*.

Розрізняють активні і пасивні методи локації [3-6]. Активні методи локації використовують вторинне акустичне поле, яке утворюється в результаті відбиття випромінених акустичних хвиль від об'єкта спостереження. Пасивні методи локації ґрунтуються на виявленні об'єкту по акустичному полю його власного випромінювання – первинному акустичному полю. Таким випромінюванням, наприклад, можуть бути шум гвинтів підводного човна, звуки пострілу або вибуху, шуми транспортних засобів,. Активні та пасивні методи застосовують в гідроакустиці, атмосферній локалізації джерел звуку, геоакустиці, контрольно-вимірювальних приладах та системах, медичних системах діагностики, ультразвуковій дефектоскопії матеріалів та конструкцій.

1.1. Вимірювання відстані

В акустотехніці поширеніші три методи вимірювання відстані – імпульсний, фазовий та частотний. Усі вони ґрунтуються на властивості хвиль розповсюджуватися у пружному середовищі з кінцевою швидкістю. Внаслідок низки переваг найбільшого поширення отримав імпульсний метод вимірювання відстані. Основною його перевагою є можливість забезпечити порівняно простими засобами одночасне спостереження та визначення дальності багатьох об'єктів, причому відстані до об'єктів вимірюються з точністю, що задовольняє в більшості випадків практичні потреби.

Імпульсний метод виявляється непридатний тільки для вимірювання дуже малих відстаней яка визначається просторовою тривалістю імпульсу.

1.1.1. Імпульсний метод вимірювання відстані

Приймач у паузах між посилками імпульсів веде прийом відбитих від об'єкту хвиль. Відстань до об'єкта визначається проміжком часу T_3 від початку випромінювання імпульсу до початку прийому відбитої хвилі. Оскільки акустичні хвилі проходять відстань r між локатором і об'єктом із швидкістю c_0 , то:

$$r = \frac{c_0 T_3}{2}. \quad (1.1)$$

Схема пристрою - локатору, який реалізує ІМ, приведена на рис. 1.1.

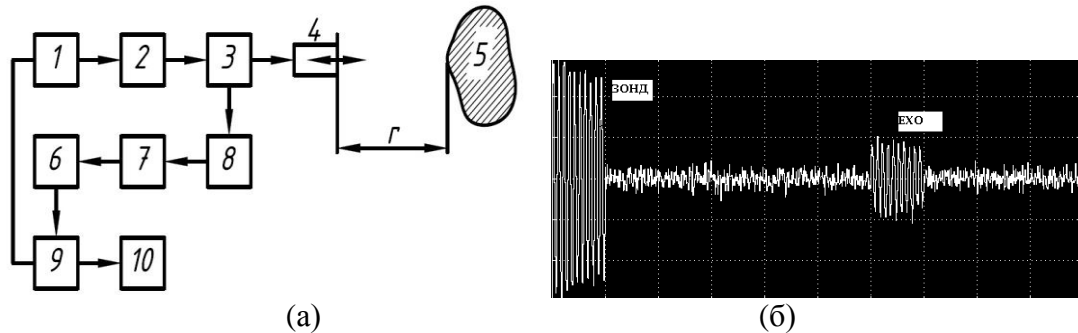


Рис. 1.1. Схема імпульсного локатору (а) та типова осцилограма локації

Імпульсний сигнал тривалістю τ формується генератором (1), підсилюється в підсилювачі (2), подається через ключ прийому – передачі (3) на електроакустичний перетворювач випромінювач (4), та випромінюється у вигляді імпульсу акустичної хвилі в напрямку об'єкту спостереження (5), розташованого на відстані r . Відбита від об'єкту акустична хвиля надходить у електроакустичний перетворювач (4), який в зворотному режимі виконує функції приймача, трансформується в електричний сигнал, проходить обробку в приймальному каналі - смуговий фільтр (8), детектор (7), компаратор (6). На виході приймального пристрою формується електрична «1», що подається на один із входів пристрою вимірювання часової затримки (9). На другий вхід пристрою подається сигнал генератора (1) в момент випромінювання. Час затримки (або розрахована по часу відстань) відображається на індикаторі (10). Типовий вигляд зображення сигналів локації на екрані осцилографа приведено на рис.1.1б.

Енергетичною характеристикою методу є електрична імпульсна і середня потужність. Потужність випромінювання є одним з найбільш важливих параметрів, оскільки від її величини залежить дальність дії локатора. В імпульсних локаційних пристроях прийнято розрізняти імпульсну потужність P_i і середню потужність P_{cp} . Під імпульсною

потужністю зазвичай розуміється середнє значення потужності випромінювання за час дії імпульсу. Для імпульсів довільної форми імпульсна потужність визначається зі співвідношенням:

$$P_i = 1 / \tau \int_0^{\tau} u^2(t) dt, \quad (1.2)$$

де $u(t)$ - миттєве значення напруги обвідної сигналу.

Для імпульсів з обвідною прямокутної форми та ефективним значенням напруги U імпульсна потужність визначається на активному опорі R :

$$P_i = U^2 / R|_{R=10\Omega} = U^2.$$

Під середньою потужністю P_{cp} розуміється середня потужність за період повторення імпульсів T :

$$P_{cp} = 1 / T \int_0^{\tau} u^2(t) dt = P_i / m; \dots m = \frac{T}{\tau} \quad (1.3)$$

Величина m , яка характеризує відношення тривалості імпульсу до періоду повторення, називається коефіцієнтом заповнення. Частота випромінювання імпульсів $F = 1 / T$ є одним з найважливіших параметрів імпульсного локатора, що впливає на його енергетичні показники. Якщо виходити з енергетичних співвідношень, то бажано, при даній імпульсній потужності і тривалості імпульсу, мати меншу частоту повторення зондуючих імпульсів. При цьому зменшується середня випромінювана потужність. Зменшення P_{cp} супроводжується зменшенням потужності споживаної від джерел живлення.

Метрологічні характеристики локаційного пристрою АІС визначаються максимальною та мінімальною відстанню локації, поздовжньою та поперечною роздільною здатністю, похибкою вимірювання відстані.

Максимальна відстань локації r_{\max} пов'язана з енергетикою локатора та, зокрема, з його імпульсною потужністю (1.3) та обмежена періодом локації T :

$$r_{\max} = \frac{c_0 T}{2}. \quad (1.4)$$

Мінімальна відстань локації визначається тривалістю імпульсу випромінювання та швидкістю розповсюдження акустичних хвиль:

$$r_{\min} = \frac{c_0 \tau}{2}. \quad (1.5)$$

Зменшення довжини імпульсу приводить до енергетичних втрат та зменшення дальності дії локатора. Тому у більшості задач імпульсної локації використовують комбінований метод, в якому для пошуку та виявлення об'єкту використовують довгі імпульси, а для визначення відстані переходять на короткі посилки.

Поздовжня роздільна здатність Δr у напрямку розповсюдження хвилі визначає мінімально можливу відстань між двома точковими об'єктами, що знаходяться на одній прямій, коли об'єкти сприймаються окремо. Розрізнити два об'єкти можна тільки в тому випадку, якщо відбиття від ближнього об'єкту закінчиться до приходу хвилі відбитої від дальнього об'єкту. Часовий проміжок між двома відбиттями дорівнює тривалості імпульсу. Тому роздільна здатність визначається тривалістю зонда:

$$\Delta r = \frac{c_0 \tau}{2}. \quad (1.6)$$

Похибка вимірювання відстані σ_r залежить від співвідношення сигнал/завада q та ефективної смуги частот Δf_{ef} . У роботі [3] приведені співвідношення для розрахунку похибки вимірювання відстані σ_r :

$$\sigma_r = \frac{c_0}{q\Delta f_{\text{эф}}}. \quad (1.7)$$

Для імпульсів з обвідною прямокутної форми тривалістю τ ефективне значення смуги частот $\Delta f_{\text{эф}} = 1/\tau$, а похибка вимірювання відстані дорівнює:

$$\sigma_r = \frac{c_0\tau}{q}. \quad (1.8)$$

Аналізуючи вираз (1.7), можна зробити висновок - точність вимірювання залежить від ефективної ширини спектра частот сигналу і параметра виявлення q , квадрат якого характеризує енергетичне співвідношення сигнал/завада(СЗ). На практиці помилка вимірювання відстані більша ніж розрахункова, оскільки не враховується спотворення форми обвідної імпульсу що виникає в процесі поширення, флуктуації сигналу по амплітуді, а також помилки, спричиненої відхиленням фактичної швидкості звуку в акустичному каналі від теоретичного значення.

1.1.2. Фазовий метод вимірювання відстані

Вимірювати відстань можна і за допомогою безперервних акустичних хвиль. Інформаційними параметрами в такому випадку слід вибирати фазу або частоту прийнятих коливань. Такі методи більше точні але більш енергоємні в порівнянні з імпульсним. Розглянемо *фазовий метод* (ФМ) вимірювання відстані. Випромінювач безперервно випромінює тональну акустичну хвилю. Відбита від об'єкта хвиля надходить на вхід приймача і після попередньої обробки поступає на вхід пристрою вимірювання фаз. Відстань до об'єкта визначається по різниці фаз випроміненого та прийнятого коливань. Схема локатора, який реалізує ФМ, приведена на рис. 1.2.

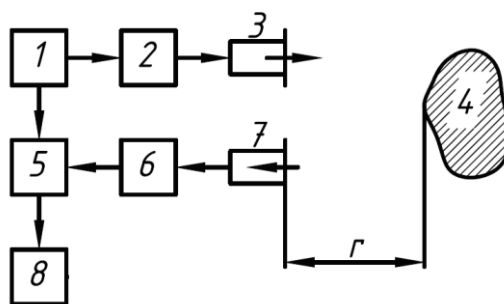


Рис. 1.2. Схема фазового локатору

Тональний сигнал частотою f з генератора (1) підсилюється в підсилювачі (2) та випромінюється електроакустичним перетворювачем (3) в напрямку об'єкта (4) розташованому на відстані r . Відбита від об'єкту акустична хвиля надходить у приймач акустичних хвиль (7), трансформується в електричний сигнал, проходить попередню обробку в пристрої (6) та поступає на один із входів пристрою вимірювання фази (5). На другий вхід пристрою подається сигнал генератора (1). Різниця фаз, або розрахована по фазі відстань, відображається на індикаторі (8).

Розглянемо математичне обґрунтування ФМ. Нехай в деякий момент часу t миттєве значення фази коливань сигналу випромінювання φ_1 дорівнює:

$$\varphi_1 = 2\pi ft - \varphi_0, \quad (1.9)$$

де φ_0 - початкова фаза.

Миттєве значення фази коливань відбитого сигналу φ_2 буде:

$$\varphi_2 = 2\pi f\left(t - \frac{2r}{c_0}\right) - \chi, \quad (1.10)$$

де $4\pi fr / c_0$ - запізнювання по фазі за рахунок проходження звуковими хвилями відстані $2r$; χ - фаза акустичної хвилі при відбитті від поверхні об'єкту.

Знайдемо різницю фаз випроміненого та прийнятого сигналів:

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = 4\pi fr / c_0 + (\chi - \varphi_0). \quad (1.11)$$

Звідки знаходимо відстань до об'єкту:

$$r = \frac{\Delta\varphi - (\chi - \varphi_0)}{4\pi f} c_0. \quad (1.12)$$

Таким чином, різниця фаз випроміненого та відбитого сигналів залежить від відстані до об'єкта спостереження. Ця залежність покладена в основу ФМ вимірювання відстані і в загальному вигляді відображена співвідношенням (1.11). Однак безпосередньо використовувати співвідношення (1.12) не можна із-за фазової складової $(\chi - \varphi_0)$, яка невідома і залежить від акустичної відбиваючої властивості поверхні об'єкту спостереження. Для виключення невідомої фазової складової був запропонований спосіб двох частот, в якому різницю фаз визначали для кожної частоти окремо. В подальшому знаходили різницю різниць фаз:

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2 = 4\pi\Delta f r / c_0 + 2\pi N, \quad (1.13)$$

де $\Delta\varphi_1, \Delta\varphi_2$ - різниця фаз, яка розраховується по (1.11) для випромінених сигналів з частотами f_1, f_2 відповідно; $\Delta f = f_2 - f_1$ - різниця частот; N - кількість повних періодів фази кратних 2π .

З формули (1.13) видно, що для визначення відстані необхідно переключати частоти з f_1 на f_2 та встановити число N повних періодів зміни різниці фаз на 2π . На практиці визначити число N для безперервного сигналу не представляється можливим. Тому для усунення неоднозначності у визначенні відстані загальна величина зміни фазового зсуву не повинна перевищувати 2π . Формула (1.12) для розрахунку відстані спрощується:

$$r = \frac{\Delta\varphi}{4\pi\Delta f} c_0. \quad (1.14)$$

За енергетичними характеристиками ФМ поступається імпульсному тому, що середня потужність за період локації дорівнює імпульсній

потужності ІМ. Цей висновок отримуємо з аналізу виразу (1.3), поклавши коефіцієнт $m=1$. Для роботи на великі відстані ФМ потребує великих затрат енергії.

Метрологічні характеристики ФМ. Вимірювана відстань r (за схемою рис.1.2) не перевищує половини довжини хвилі випромінювання для одно частотного методу локації. Цей висновок можна зробити з умови усунення неоднозначності у визначенні дальності, коли загальна величина зміни фазового зсуву хвиль не повинна перевищувати 2π :

$$0 \leq \Delta\varphi \leq 2\pi; \dots 0 \leq 4\pi fr / c_0 \leq 2\pi; \dots 0 \leq r \leq \lambda / 2.$$

Максимальна *вимірювана відстань r_{\max}* для одно частотного способу не перевищує половини довжини хвилі. *Мінімальна відстань r_{\min}* та похибка вимірювання відстані σ_r , визначається роздільною здатністю $\Delta\varphi_{\min}$ фазового пристрою [3]. Ці величини суттєво менші ніж у ІМ вимірювання відстані. Одночасне виявлення декількох об'єктів ФМ не можливе, тому *поздовжня роздільна здатність* не визначається. Співвідношення для розрахунку метрологічних характеристик ФМ приведені в таблиці 1.1.

Основною перевагою ФМ вимірювання відстані є можливість дистанційно вимірювати малі значення переміщень з високою точністю.

Основним з недоліків ФМ є труднощі одночасного спостереження і вимірювання відстані до кількох об'єктів. Для подолання іншого недоліку – малого діапазону вимірювання відстані, рекомендують застосовувати амплітудну модуляцію хвилі.

1.1.3. Частотний метод вимірювання відстані

Схема частотного локатору з пилкоподібною частотною модуляцією (ЧМ) приведена на рис.1.3а.

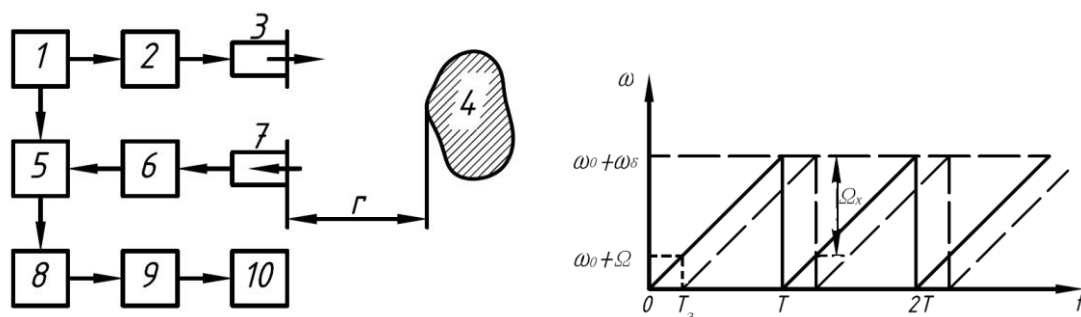


Рис. 1.3. Схема частотного пристрою вимірювання відстані (а) та графік зміни частоти у часі (б)

Сигнал з пилкоподібною частотною модуляцією з генератора (1) підсилюється в підсилювачі (2) та випромінюється електроакустичним перетворювачем (3) в напрямку об'єкта (4) розташованому на відстані r . Відбита від об'єкта хвиля надходить у електроакустичний приймач (7), трансформується в електричні коливання, проходить попередню обробку в приймальному пристрої (6) та поступає на один із входів перемножувача (5). На другий вхід подається сигнал генератора (1). Результуючий сигнал поступає на фільтр нижніх частот (8), який пропускає коливання з частотою зсуву – частотою, яка дорівнює різниці миттєвих значень частот випроміненого та прийнятого коливань. Частотомір (9), вимірює частоту зсуву. У пристрої (10) частота перераховується у відстань та виводиться на індикатор.

У пристроях з пилкоподібною ЧМ відстань до об'єкта визначають за різницевою частотою випромінюваної і прийнятої хвиль (рис. 1.3б). Суцільна та штрихова лінії відображають характер зміни у часі частоти випромінених та прийнятих акустичних хвиль. У локаторах з безперервним випромінюванням повинна бути забезпечена надійна взаємна акустична ізоляція приймача від випромінювача.

Отримаємо кількісні співвідношення ЧМ для пилкоподібної ЧМ випромінювача. Миттєва частота модульованого сигналу змінюється за законом:

$$\omega(t) = \omega_0 + \mu \cdot t \quad (1.15)$$

де ω_0 - початкова частота; ω_δ - девіація частоти; $\mu = \omega_\delta / T$ - параметр частотної модуляції; T - період модуляції, що дорівнює періоду локації. За час, який дорівнює періоду модуляції сигналу, миттєва частота змінюється лінійно на величину:

$$\omega_\delta = \mu T .$$

Повна фаза сигналу за проміжок часу знаходиться з урахуванням (1.15):

$$\psi(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \int_0^t (\omega_0 + \mu \cdot t) dt = \omega_0 t + \mu \frac{t^2}{2} .$$

Запишемо вираз для випроміненого $u_1(t)$ та прийнятого $u_2(t)$ сигналів на часовому проміжку, який дорівнює одному періоду локації $[0-T]$:

$$u_1(t) = U_{01} \sin(\omega_0 t + \mu \frac{t^2}{2}) , \quad (1.16)$$

$$u_2(t) = U_{02} \sin \left[\omega_0 (t - T_3) + \frac{\mu}{2} (t - T_3)^2 \right] , \quad (1.17)$$

де U_{01}, U_{02} - амплітуди випроміненого та прийнятого сигналів; $T_3 = 2r / c_0$ - час затримки відбитого сигналу.

Перемножимо (1.16) та (1.17), поклавши, для спрощення, рівність амплітуд:

$$U_{01} = U_{02} = U_0 ;$$

$$\begin{aligned}
u &= u_1(t) \cdot u_2(t) = U_0^2 \left\{ \sin \left[\omega_0 t + \frac{\mu}{2} t^2 \right] \cdot \sin \left[\omega_0 (t - T_3) + \frac{\mu}{2} (t - T_3)^2 \right] \right\} = \\
&= \frac{1}{2} U_0^2 \cos \left[\mu T_3 \cdot t + T_3 \left(\omega_0 - \frac{\mu}{2} T_3 \right) \right] - \\
&- \frac{1}{2} U_0^2 \cos \left[(2\omega_0 - \mu T_3) t + \mu t^2 - T_3 \left(\omega_0 - \frac{\mu}{2} T_3 \right) \right].
\end{aligned} \tag{1.18}$$

В отриманому виразі (1.18) друга складова являє собою модульоване по частоті коливання з подвоєною початковою частотою $2\omega_0$ і поглинається фільтром нижніх частот (рис.1.3). Аргумент першої складової має низькочастотну компоненту спектру сигналу, яка несе інформацію про відстань до об'єкту:

$$\mu T_3 = \frac{2\pi f_\delta}{T} \cdot \frac{2r}{c_0} = 2\pi F; F = f_\delta \frac{2r}{T c_0}; \Omega = 2\pi F.$$

Частота F є частотою зсуву прийнятого сигналу відносно миттєвої частоти випромінювання. Відстань до об'єкту знаходиться через частоту зсуву:

$$r = \frac{F T c_0}{2 f_\delta}. \tag{1.19}$$

Як видно з рис. 1.3а, крім інформаційної частоти зсуву Ω , в спектрі сигналу є хибна частота зсуву Ω_x , як різниця між миттєвими значеннями частоти випромінювання і частоти хвилі відбитої в попередньому періоді локації. Для уникнення помилок вимірювань рекомендують час аналізу відбитого сигналу брати в 2 рази меншим ніж період локації. Тоді відстань розраховують за формулою:

$$r = \frac{F T c_0}{4 f_\delta} \tag{1.20}$$

Метрологічні характеристики ЧМ.

Максимальна вимірювана відстань визначається максимальною частотою зсуву, яка не перевищує $F_{\max} = 0.5 f_{\delta}$.

Мінімальна відстань та поздовжня роздільна здатність, яку можна виміряти частотним методом, визначається роздільною здатністю ΔF частотоміра. Одночасне виявлення декількох об'єктів частотним методом можливе, але виникають труднощі спостереження декількох об'єктів одночасно

Похибка вимірювання відстані ЧМ менша ніж у ІМ. Співвідношення для розрахунку метрологічних характеристик ЧМ приведені в табл. 1.1.

Основними перевагами ЧМ є можливість вимірювання малих відстаней, більш високі роздільна здатність і точність вимірювання у порівнянні з імпульсним методом.

Суттєвим недоліком ЧМ є труднощі спостереження декількох об'єктів.

Табл. 1.1. Метрологічні характеристики трьох методів локації

Характеристика	Імпульсний метод	Частотний метод	Фазовий метод
Максимальна відстань, r_{\max}	$\frac{c_0 T}{2}$	$\frac{F_{\max} T c_0}{4 f_{\delta}}$	$\frac{\Delta \varphi_{\max} \tilde{n}_0}{4 \pi f}$
Мінімальна відстань, r_{\min}	$\frac{c_0 \tau}{2}$	$\frac{F_{\min} T c_0}{4 f_{\delta}}$	$\frac{\Delta \varphi_{\min} c_0}{4 \pi f}$
Поздовжня роздільна здатність, Δr	$\frac{c_0 \tau}{2}$	$\frac{\Delta F T c_0}{4 f_{\delta}}$	—
Похибка вимірювань σ_r ($q \geq 1$)	$\frac{c_0}{q \Delta f_{\text{аф}}}$	$\frac{\Delta F c_0 T}{q f_{\delta}}$	$\frac{c_0 \Delta \varphi_{\min}}{2 \pi q f}$

Прийняті позначення: τ – тривалість імпульсу випромінювання; T – період локації в ІМ або період модуляції у ЧМ; $\Delta f_{\text{эф}}$ – ефективна смуга спектра частот імпульсу; f_{δ} – девіація частоти частото модульованого сигналу; F_{\min}, F_{\max} – мінімальне та максимальне значення частоти зсуву – різниці миттєвих частот випроміненого та прийнятого сигналів у ЧМ; ΔF –

роздільна здатність частотоміра; f – частота випромінювання у ФМ; $\Delta\varphi_{\min}, \Delta\varphi_{\max}$ – мінімальна та максимальна вимірювана різниця фаз; q – параметр виявлення, квадрат величини якого характеризує енергетичне співвідношення СЗ.

1.2. Доплерівський метод виявлення та вимірювання швидкості рухомих об'єктів

Найбільш розповсюдженим способом вимірювання швидкості рухомих об'єктів є доплерівський. Вперше пояснення ефекту дав австрійський інженер Допплер (J.C. Doppler, 1803-1853). Суть ефекту полягає в наступному. При локації рухомого об'єкту частота прийнятого сигналу відрізняється від частоти випроміненого. Наближення об'єкта призводить до зростання частоти, а віддалення – до зниження. Ефект Доплера описується наступною математичною моделлю. Випромінювач локатора (П) формує спрямований пучок акустичних коливань, який розповсюджується із швидкістю c_0 вздовж напрямку r (рис. 1.4). Звуковий тиск p_1 в точці випромінювання ($r=0$) змінюється по гармонійному закону з амплітудою p_0 та круговою частотою ω_0 :

$$p_1 = p_0 \exp(-j\omega_0 t).$$

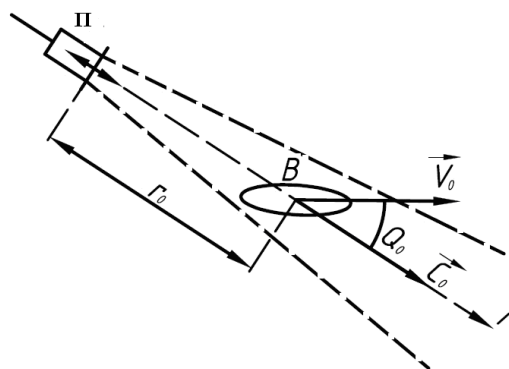


Рис. 1.4. Схематичне пояснення ефекту Доплера

На відстані r_0 від випромінювача акустична хвиля контактує з об'єктом (В), який рухається з постійною швидкістю V_0 , під кутом θ_0 . Відбита від

об'єкту хвиля p_2 поступає на вхід приймача(П), суміщеного з випромінювачем:

$$p_2 = Kp_0 \exp(-j(\omega_0 t - 2k(r_0 \pm \Delta r))) = Kp_0 \exp(-j\omega_0 T_3) \exp(-j(\omega_0 t \pm 2k\Delta r)), \quad (1.21)$$

де $k = \frac{\omega_0}{c}$ - хвильове число. Коефіцієнт K визначає ослаблення прийнятої хвилі; T_3 - час затримки прийнятої хвилі; Δr - зміщення об'єкту вздовж напрямку r :

$$\Delta r = V_0 \cos \theta_0 t.$$

Проаналізуємо аргумент функції $\exp(-j(\omega_0 t \pm 2k\Delta r))$:

$$\omega_0 t \pm 2k\Delta r = (\omega_0 \pm \omega_0 \frac{2V_0}{c_0} \cos \theta_0) t = (\omega_0 \pm \omega_d) t. \quad (1.22)$$

Допплерівський зсув частоти визначається формулою:

$$\omega_d = \omega_0 \frac{2V_0}{c_0} \cos \theta_0, \dots f_d = f_0 \frac{2V_0}{c_0} \cos \theta_0 \quad (1.23)$$

Аналізуючи (1.23) можна зробити висновок, що доплерівський зсув частоти пропорційний швидкості руху об'єкту. Наближення об'єкта призводить до зростання частоти прийнятого сигналу, а віддалення - до зниження Частота прийнятого сигналу залежить від кута між акустичним променем і напрямком руху об'єкта. Якщо $\theta_0 = 90^\circ$, то доплерівський зсув частоти відсутній. Знаючи доплерівську частоту можна розрахувати швидкість руху об'єкту V для кута $\theta \neq 90^\circ$:

$$V = \frac{f_d c_0}{2 f_0 \cos \theta} \quad (1.24)$$

Ефект Допплера лежить в основі функціонування пристроїв виявлення рухомих об'єктів і навігаційних приладів вимірювання швидкості руху. Розглянемо схему пристрою виявлення рухомих об'єктів (рис.1.5) з трансформацією сигналів в область звукових частот.

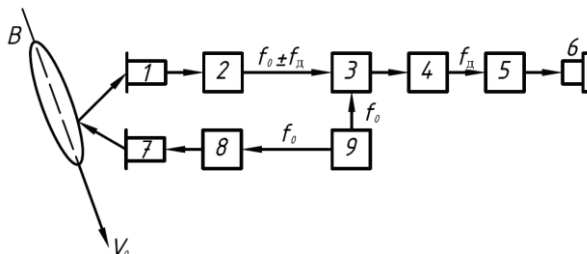


Рис.1.5. Схема доплерівського пристрою виявлення рухомого об'єкта

Генератор (9) формує тональний сигнал що подається через підсилювач (8) на випромінювач (7). Акустичні хвилі випромінюються у довкілля та відбиваються від об'єкту (B) і приймаються приймачем (1), проходять через підсилювач (2), змішуються в перемножувачі (3) з випромінюваним сигналом, який подається з генератору (9). На виході перемножувача виникають електричні коливання сумарної та різницевої частот. Різницева частота і буде доплерівською частотою. На виході фільтру нижніх частот (4) залишаються коливання з доплерівською частотою, які далі підсилюються в пристрої (5) та подаються на телефон (6). Якщо об'єкт спостереження не рухається то коливання з доплерівською частотою відсутні, звукового сигналу на виході телефону нема. У випадку рухомого об'єкту на телефон подається тональний сигнал з доплерівською частотою, який можна почути у звуковому діапазоні. На жаль, такий пристрій не дозволяє визначити напрямок руху об'єкту, тому що не реагує на знак доплерівської частоти.

Структурна схема доплерівського локатору з рознесенням частоти і визначенням напрямку руху об'єкта (рис. 1.6) працює аналогічно пристрою розглянутому вище. Різниця лише в тому, що введено пристрій (10), який зсуває частоту коливань випромінювання на постійну величину ΔF . Величина зсуву повинна бути більшою ніж можливе максимальне значення доплерівської частоти. Суміш сигналів з перемножувача (3) поступає на два

канали обробки низькочастотного сигналу. Налаштувавши смугові фільтри (4 та 4*) на пропускання коливань з частотою $\Delta F \pm f_D$ відповідно, отримаємо звукові коливання то в одному то в іншому каналі в залежності від напрямку руху об'єкту. Сигнали після підсилення у блоках (5 та 5*) подаються у телефони (6 та 6*). При русі об'єкту звуковий сигнал відповідної частоти буде в одному із телефонів. За відсутності руху обидва телефони випромінюватимуть звук з частотою ΔF .

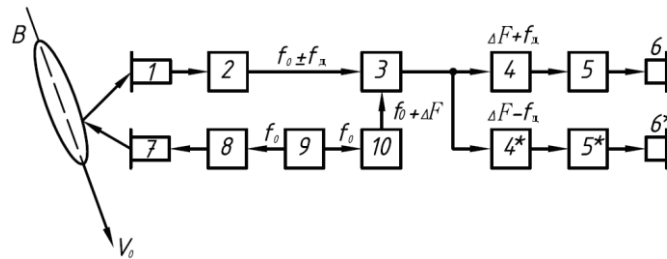


Рис. 1.6. Схема доплерівського локатора визначення напрямку руху об'єкта

Метрологічними характеристиками доплерівського методу є мінімальна V_{\min} та максимальна V_{\max} вимірювальні швидкості, роздільна здатність по швидкості ΔV та похибка вимірювання σ_V . Мінімальна вимірювальна швидкість дорівнює 0. Максимальна вимірювана швидкість залежить від швидкості руху об'єкту та кута локації (1.24). Похибка вимірювань залежить від співвідношення СЗ, похибки вимірювання кута локації, характеру руху об'єкту та інших чинників. Оцінити похибку для кута локації близького до 0° можна через роздільну здатність вимірювання доплерівської частоти Δf_D :

$$\sigma_V = \Delta f_D c_0 / 2q f_D \quad (1.25)$$

Пристрої побудовані на доплерівському ефекті мають широкий спектр застосувань у гідроакустичних системах спостереження та навігації [3,4]; в системах дистанційного контролю та керування технологічними процесами [5,6]; в геоакустичних та сейсмічних системах спостереження руху структур земної поверхні[7]. Доплерівські методи використовують для діагностики здоров'я

людини. Реалізація доплерівських методів забезпечується технічними засобами які враховують область застосування та особливості поставленої задачі.

1.3.Вимірювання кутових координат

Пеленгуванням [1,3,4] називається дія з визначення кутових координат об'єкту. В сферичній системі координат, з центром в точці спостереження, положення об'єкту визначається двома кутами. Якщо в горизонтальній площині відлік взяти від напрямку на північний полюс, то отримуємо азимутальний кут або азимут на об'єкт. Кут місця, в залежності від знаку, називається кутом підвищення (для повітряних об'єктів), або кутом заглиблення(для підводних об'єктів). Акустичні методи визначення координат однакові для обох кутів. Визначення кутових координат в АІС ведеться з використанням властивостей спрямованості приймачів акустичних хвиль - акустичних антен. Найбільш поширені амплітудний, рівносигнальний, фазовий та кореляційний методи пеленгування. У сукупності з методами визначення відстані та швидкості, методи пеленгування дозволяють визначити місце розташування об'єкту в чотиривимірному просторі. Розглянемо окремо кожний із них.

1.3.1. Амплітудний метод, або метод максимуму прийнятого сигналу

Визначення напрямку на об'єкт проводиться поворотом діаграми спрямованості приймальної антени в площині пеленгування. Діаграма спрямованості (ДС) приймача $R(\alpha)$ повинна мати одну пелюстку (рис.1.9а). Напряга на виході антени (рис.1.9 б) визначається сигнальною функцією (СФ):

$$U(\alpha) = U_m R(\alpha), \quad (1.26)$$

де U_m - максимум прийнятого сигналу.

На рисунку позначено: $2\alpha_{0.7}$ ефективний кут розкриву ДС; α_0 - пеленг на об'єкт B , при якому досягається максимум прийнятого сигналу.

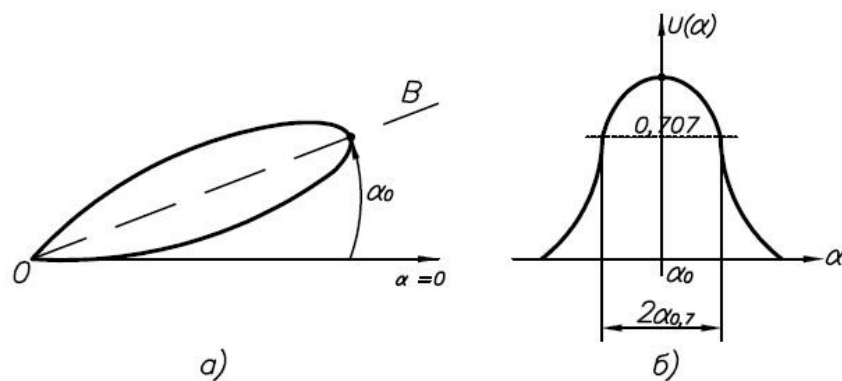


Рис. 1.9. Діаграма спрямованості приймача (а) та сигнальна функція амплітудного методу

Основними перевагами методу максимуму є простота визначення кутових координат, а також те, що для кута пеленгу має місце максимум сигнальної функції, а значить і максимальне значення відношення сигнал/завада (СЗ). Цей факт особливо важливий при прийомі сигналів далеких об'єктів.

Одним з основних недоліків методу максимуму є велика похибка вимірювання кута. Пояснюється це тим, що сигнальна функція має пологую вершину. Тобто при відхиленні осі ДС від напрямку на об'єкт СФ змінюється повільно. В результаті точність вимірювання кутових координат мала. На практиці, при значному співвідношенні СЗ, похибка вимірювання кутових координат методом максимуму становить приблизно $(0.1 - 0.25)\alpha_{0.7}$ від значення кута розкриву пелюстка $\alpha_{0.7}$ за рівнем 0.707 СФ. Інший недолік методу полягає в невизначеності відхилення об'єкта в ту чи іншу сторону від осі ДС. Відхилення об'єкту в будь-яку сторону від осі призводить до однакових змін величини прийнятих сигналів, що робить невизначеним напрям руху об'єкту і тим ускладнює його супровід.

Метод максимуму застосовується в низькочастотному (НЧ) діапазоні хвиль з метою визначення азимута в гідроЛокаційних станціях далекого виявлення, де вимоги до точності вимірювання координат не надто жорсткі. Використовувати методу для вимірювання кута місця в НЧ діапазоні хвиль як в гідроакустиці так і атмосферній акустиці дає велику похибку через спотворення викликані рефракцією звукових променів.

На більш високих частотах, метод максимуму застосовується як для визначення азимута, так і для визначення кута місця. Гостра спрямованість антен цього діапазону дозволяє істотно збільшити точність вимірювання кутових координат

1.3.2. Метод мінімуму прийнятого сигналу

При визначенні кутової координати методом мінімуму сигналу використовується акустичний приймач ДС якого має дві симетричні пелюстки (рис. 1.10а). Вісь антени співпадає з віссю симетрії ДС та є лінією нульового прийому. Визначення напрямку на об'єкт проводиться поворотом ДС приймальної антени в площині пеленгування. Діаграма повертається до тих пір, поки вісь антени не відповідатиме напрямку на об'єкт В. Для цього положення величина СФ дорівнює нулю, а кутова координата відповідає пеленгу на об'єкт.

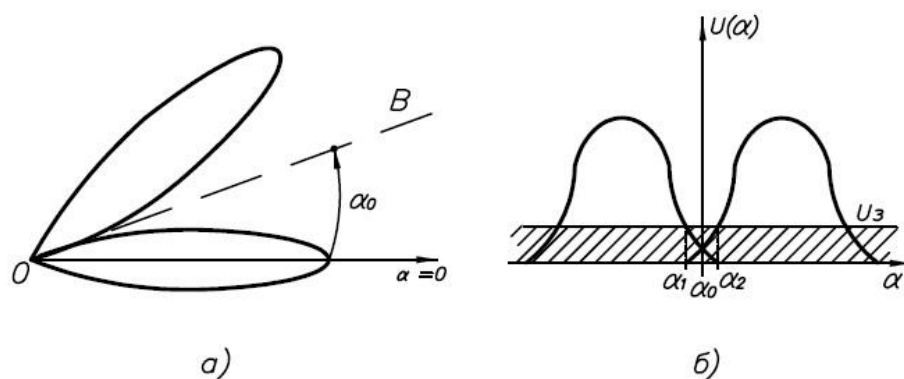


Рис. 1.10. Діаграма спрямованості приймача (а) та сигнальна функція методу мінімуму прийнятого сигналу

Потенціальна точність методу мінімуму повинна бути значно вище точності методу максимуму, так як невеликому відхиленню об'єкта від лінії нульового прийому відповідає різка зміна величини прийнятого сигналу. Однак через наявність шумових перешкод U_3 сигнальна функція $U(\alpha)$ не досягає нуля, тому напрям на об'єкт може знаходитись в діапазоні кутів (α_1, α_2) (рис. 1.10б), що не дозволяє зробити точний відлік кута α_0 .

Недоліком методу мінімуму є те, що момент суміщення лінії нульового прийому з об'єктом сигнали об'єкта зникають з екрану індикатора. У цілому ряді пристроїв така «втрата» об'єкта неприпустима. В результаті метод мінімуму в локації майже не застосовується.

1.3.3. Метод порівняння прийнятих сигналів

У методі порівняння прийнятих сигналів використовуються ДС з двома пелюстками які частково перекриваються (рис. 1.11а). Порівнюючи амплітуди сигналів, які приймаються пелюстками, можна визначити кутове положення об'єкту. Окремим випадком, методу порівняння є рівносигнальний метод, що отримав в локації широке застосування. СФ такої антени (рис. 1.11б) симетрична відносно акустичної осі.

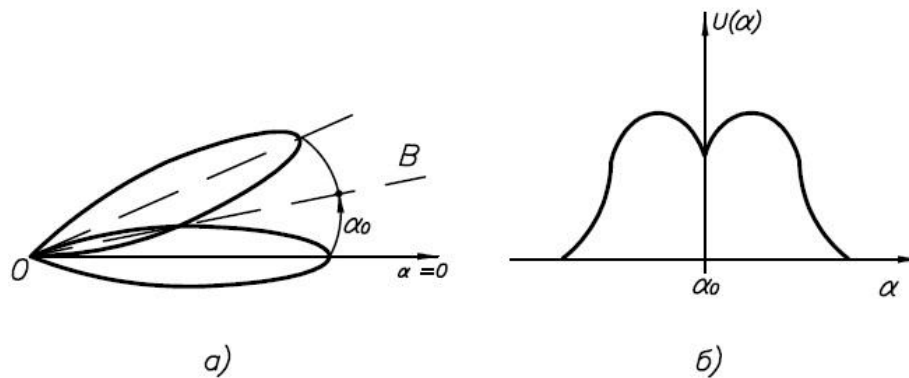


Рис. 1.11. Діаграма спрямованості приймача (а) та сигнальна функція рівносигнального методу (б)

Визначення пеленгу на об'єкт проводиться поворотом ДС приймальної антени в площині пеленгування таким чином, щоб сигнали прийняті по двом напрямкам були однієї величини. В такому випадку кут α_0 визначається на прогині СФ.

Встановлено, що метод по точності краще методу максимуму приблизно в десять разів. Крім того, він дає повну визначеність у напрямку відхилення об'єкта від лінії рівних сигналів, що полегшує завдання супроводу об'єктів. Рівносигнальний метод знайшов широке застосування в системах автоматичного супроводження рухомих об'єктів.

1.3.4. Фазовий метод вимірювання кутових координат

Фазовий метод [4] ґрунтується на вимірюванні різниці фаз акустичних хвиль прийнятих двома ідентичними приймачами, рознесеними в просторі на акустичну базу протяжністю d (рис. 1.12). Акустична хвиля із звуковим тиском p та довжиною λ , падає під кутом α до акустичної бази та досягає дальнього приймача, по відношенню до ближнього, з просторовим запізненням $\Delta r = d \sin \alpha$. Фазовий зсув φ між електричними коливаннями на виході приймачів становить:

$$\varphi = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \alpha \quad (1.27)$$

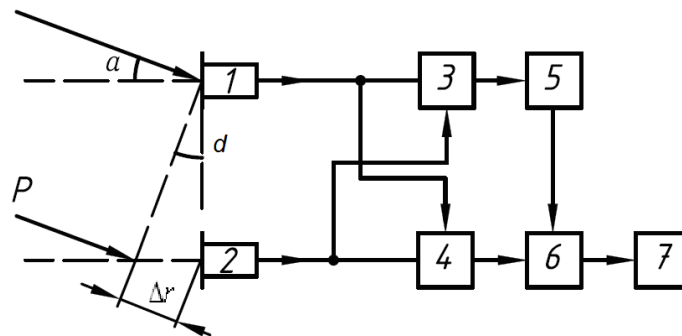


Рис.1.12.Схема фазового пристрою пеленгування

Миттєві значення напруги електричних коливань на виході приймачів $u_1(t)$ та $u_2(t)$ запишемо з урахуванням фазового зсуву:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= U_m R(\alpha) \sin(\omega t), \\ u_2(t) &= U_m R(\alpha) \sin(\omega t - \varphi). \end{aligned} \quad (1.28)$$

де $R(\alpha)$ - як і раніше, діаграма спрямованості приймача.

З метою отримання фазової інформації проведемо операції суми та різниці виразів (1.28):

$$\begin{aligned}
u_{\Sigma} &= u_1(t) + u_2(t) = U_m R(\alpha) \sin(\omega t) + U_m R(\alpha) \sin(\omega t - \varphi) = \\
&= 2U_m R(\alpha) \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right) \sin\left(\omega t - \frac{\varphi}{2}\right), \\
u_D &= u_1(t) - u_2(t) = U_m R(\alpha) \sin(\omega t) - U_m R(\alpha) \sin(\omega t - \varphi) = \\
&= 2U_m R(\alpha) \sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) \cos\left(\omega t - \frac{\varphi}{2}\right).
\end{aligned} \tag{1.29}$$

Якщо сумарний сигнал u_{Σ} затримати на $\pi/2$, та знайти відношення різниці сигналів u_D до їх суми u_{Σ}^* , то отримаємо рівняння для розрахунку фази φ :

$$\begin{aligned}
u_{\Sigma}^* &= 2U_m R(\alpha) \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right) \sin\left(\omega t - \frac{\varphi}{2} + \frac{\pi}{2}\right) = 2U_m R(\alpha) \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right) \cos\left(\omega t - \frac{\varphi}{2}\right), \\
\operatorname{tg}\left(\frac{\varphi}{2}\right) &= \frac{u_D}{u_{\Sigma}^*}, \\
\varphi &= 2 \operatorname{arctg}\left(\frac{u_D}{u_{\Sigma}^*}\right).
\end{aligned} \tag{1.30}$$

Пеленг на об'єкт α знаходимо по (1.30) з урахуванням (1.27):

$$\alpha = \operatorname{arcsin}\left(\frac{\operatorname{arctg}\left(\frac{u_D}{u_{\Sigma}^*}\right)}{\pi \frac{d}{\lambda}}\right). \tag{1.31}$$

Структурна схема фазового пристрою пеленгування (рис.1.12.) складається з блоків, що відтворюють приведені вище математичні операції. Електричні коливання $u_1(t)$ та $u_2(t)$ з виходів приймачів (1) та (2) подаються на пристрої суми (3) та різниці (4). У канал суми вводиться пристрій зсуву фази на $\pi/2$ (5). Тоді результуючі коливання на виході відповідних блоків стають синфазними, а їх величина залежить від зсуву фаз між ними. Фаза розраховується у блоці (6) та виводиться на індикатор (7). В якості індикатора використовують графічний ХУ - дисплей, сигнали з блоків (4) та (5) подають одночасно на обидві осі. Коли пеленг на об'єкт $\alpha = 0$, на

екрані дисплея графічна лінія займе вертикальне положення. Відхилення об'єкту вправо або вліво призведе до відхилення графічної лінії в той або інший бік. При пеленгуванні можливе виникнення хибного пеленгу. Для зняття неоднозначності треба щоб фазовий зсув(1.27) не перевищував $|\varphi| \leq \pi$. Тому для пеленгування в секторі кутів $-90^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$ слід брати акустичну базу $d \leq \lambda / 2$. Якщо акустична база $d \geq \lambda / 2$ то сектор пеленгування зменшується до значення $\alpha \leq |\arcsin(\lambda / 2d)|$.

Для гаусових ізотропних некорельованих завад, за умови відношення СЗ (q) на вході пеленгатора більше одиниці, фазова похибка відповідає нормальному розподілу. У цьому випадку для оцінки середньої квадратичної похибки відхилення пеленга σ^2 можна скористатися виразом:

$$\sigma^2 = \frac{1}{q} (\lambda / 2\pi d)^2 \quad (1.32)$$

Великі значення СЗ на практиці досягаються застосуванням значних за площею акустичних антен, безперервних або дискретних, розділених на дві частини в площині пеленгування. Такі антени еквівалентні двом точковим приймачам, розташованим в центрах обох половин, а завадостійкість зростає за рахунок загострення характеристики спрямованості половини антени.

Застосування фазового методу вимагає абсолютної ідентичності амплітудних і частотних характеристик обох каналів, що на практиці досягається з великими труднощами. Використовується фазовий метод в пристроях автоматичного супроводу об'єктів.

1.3.5. Кореляційний метод вимірювання кутових координат

Кореляційний метод пеленгування[4,8] ґрунтується на вимірюванні взаємної кореляційної функції між акустичними сигналами двох приймачів рознесеними в просторі на відстань d (рис. 1.13). Акустична хвиля p , що падає під кутом α до акустичної бази, досягає дальнього приймача з просторовим запізненням $\Delta r = d \sin \alpha$.

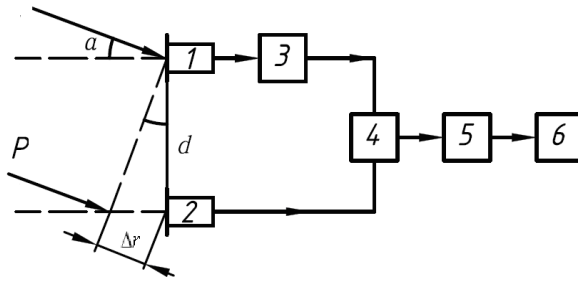


Рис. 1.13.Схема кореляційного пеленгатора

Часова затримка τ між електричними коливаннями на виході приймачів:

$$\tau = \frac{d}{c_0} \sin \alpha \quad (1.33)$$

Якщо сигнал і завада некорельовані, а відстань між приймачами така, що шуми завад на виході кожного приймача статистично незалежні, то взаємна кореляційна функція запишеться у вигляді:

$$C(\alpha) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T u_1(t) u_2(t - \tau) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T u_1(t) u_2(t - \frac{d}{c_0} \sin \alpha) dt \quad (1.34)$$

Схема кореляційного приймача побудованого у відповідності до (1.34) представлена на рис. 1.13. Акустичний сигнал та завада приймаються ідентичними приймачами (1) та (2) і подаються на перемножувач (4). В одному з каналів введено блок затримки(3). Результат перемноження подається на інтегратор (5) і далі на індикатор (6). Змінюючи час затримки в блоці (3) досягають максимального значення вихідного сигналу – значення кореляційної функції, що контролюється індикатором (6). Знаючи час затримки розраховують кутову координату:

$$\alpha = \arcsin \frac{\tau c_0}{d} \quad (1.35)$$

Через обмеженість часу усереднення T кореляційна функція буде флюктууючою величиною. Припустивши, що відстань до джерела сигналу велика в порівнянні з відстанню між приймачами, а характеристики

приймачів ідентичні і вони не спрямовані ($R(\alpha)=1$), запишемо відношення СЗ на виході $q_{вих}$ через співвідношення СЗ на вході $q_{вх}$ корелятора:

$$q_{вих} = q_{вх} \Delta f T, \quad (1.36)$$

де $\Delta f, T$ – смуга частот сигналу та час спостереження відповідно. Як видно з (1.36), при заданому відношенні СЗ на вході перевищення сигналу над завадою на виході кореляційного пеленгатора прямо пропорційно добутку ширини смуги частот Δf на час інтегрування T . Якби можна було реалізувати дуже великі часи інтегрування, або дуже велику смугу частот сигналу, то на фоні як завгодно великої завади можна було б виявити як завгодно малий сигнал. Із збільшенням відстані між приймачами і розширенням смуги частот сигналу спрямована дія при прийомі виявляється лише в невеликій частини діапазону кутів пеленгування, тобто пеленгатор має достатньо гостру характеристику спрямованості.

Якщо пеленгується вузько смугове джерело звуку, пристрій частково втрачає здатність спрямованого прийому, оскільки в цьому випадку кореляційна функція є функцією косинуса з численними максимумами. Покажемо це на прикладі пеленгування джерела гармонійного сигналу. Миттєві значення напруги електричних коливань на виході приймачів $u_1(t)$ та $u_2(t)$ запишемо з урахуванням часової затримки τ :

$$\begin{aligned} u_1(t) &= U_m R(\alpha) \sin(\omega t), \\ u_2(t) &= U_m R(\alpha) \sin(\omega(t - \tau)). \end{aligned} \quad (1.37)$$

Реакція $C(\tau)$ на виході кореляційного пеленгатора має вигляд:

$$\begin{aligned} C(\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^T u_1(t) u_2(t - \tau) dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_m R(\alpha) \sin(\omega t) U_m R(\alpha) \sin(\omega(t - \tau)) dt = \\ &= \frac{1}{2} U_m^2 R^2(\alpha) \cos(\omega \tau). \end{aligned} \quad (1.38)$$

Кореляційна функція пеленгатора описується функцією $\cos(\omega\tau)$, яка періодична і досягає максимального значення багато разів коли ХС перетворювачів всенаправлені. Для того щоб пеленгувати тональне джерело сигналу з довжиною хвилі λ без хибного(неоднозначного) пеленгу в секторі $0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$ треба виконати умову отримання одного максимального значення функції (1.38). Ця умова досягається вибором розміру акустичної бази $d \leq 0.25\lambda$. При цьому затримка τ не перевищує чверті періоду кореляційної функції.

Для пеленгування джерел звуку часто застосовують знаковий корелятор, робота якого ґрунтується на порівнянні знаків електричних напруг у двох або більше каналах. З теорії ймовірності відомо, що за наявності кореляційних зв'язків між акустичними сигналами у двох просторових каналах ймовірність збігу знаків P_{++}, P_{--} визначається виразом:

$$P_{++} = P_{--} = \frac{1}{4} \left(1 + \frac{2}{\pi} \arcsin C(\tau) \right) \quad (1.39)$$

Значення кореляційної функції $C(\tau)$ для некорельованих процесів дорівнює 0, а для взаємно пов'язаних досягає 1. Тому для сигналів, які прийняті від об'єкту спостереження, ймовірність збігу знаків збільшується на величину $2/\pi \arcsin C(\tau)$. Схема корелятора приведена на рис. 1.14.

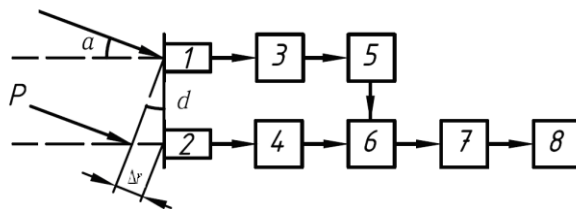


Рис. 1.14. Схема знакового корелятора

Акустичний сигнал та завада приймаються ідентичними приймачами (1) та (2). На виході підсилювачів (3) та (4) формуються обмежені по амплітуді прямокутні імпульси різної полярності, які поступають далі на схему порівняння знаків (6). В одному з каналів введено блок затримки (5).

Результат обробки у схемі порівняння (6) подається на інтегратор (7) і далі на індикатор (8). Змінюючи час затримки τ в блоці (5) досягають максимального значення вихідного сигналу за умови співпадіння знаків, яке контролюється індикатором (8). Пеленг на джерело сигналу визначається по встановленому τ з використанням виразу (1.35).

Знакові корелятори застосовуються для прокладання траєкторії руху підводних об'єктів, швидкість руху яких не значна і дозволяє забезпечити достатній час спостереження

1.4. Практикум до розділу 1

1. Вивести вираз максимальної вимірюваної відстані для ФМ локації способом двох частотах f_1 та f_2 за умови усунення неоднозначності у визначенні дальності, коли загальна величина фазового зсуву хвиль не повинна перевищувати $\Delta\varphi \leq 2\pi$.

Розв'язок: Враховуючи умову усунення неоднозначності у визначенні дальності, запишемо $\Delta\varphi \leq 2\pi; \dots 4\pi\Delta f r_{\max} / c_0 \leq 2\pi; \dots r_{\max} \leq \lambda_1\lambda_2 / 2(\lambda_1 - \lambda_2)$.

2. Для вимірювання амплітуди прогину віконного скла, яке знаходиться під дією вітру, використовують ФМ. Розрахувати частоту випромінювання ультразвукових коливань та чутливість способу вимірювань, якщо амплітуда прогину $\zeta = 10^{-3} \text{ м}$. Швидкість звуку у повітрі $c_0 = 340 \text{ м/с}$.

Розв'язок: ФМ, за умови однозначності результатів, можна виміряти максимальне зміщення, яке не перевищує половини довжини хвилі. Знайдемо довжину і частоту хвилі у повітрі:

$$\lambda = 2 * \zeta = 2 * 10^{-3} \text{ м} \dots f = \frac{c_0}{\lambda} = 170 \text{ кГц}.$$

3. Для вимірювання вібрації у повітрі ($c_0 = 340 \text{ м/с}$) використовують фазовий метод. Розрахувати максимально можливу амплітуду зміщень віброуючого об'єкту яку можна виміряти на фіксованій частоті 10^4 Гц .

Розв'язок: ФМ, за умови однозначності вимірювань, можна виміряти максимальне зміщення, яке не перевищує половини довжини хвилі. Знайдемо довжину хвилі та амплітуду зміщення:

$$\lambda = \frac{c_0}{f} = 0.034 \text{ м}, \zeta = \lambda / 2 = 0.017 \text{ м}.$$

4. Розрахувати похибку вимірювання лінійної координати об'єкту Δl , що знаходиться на відстані $r = 1000$ м, для двох методів пеленгування - максимуму та рівносигнального. Кут розкриття пелюстки діаграми спрямованості $\alpha_{0.7} = 60^\circ$.

Розв'язок: Кутова похибка методу максимуму складає $\Delta\alpha = 0.25\alpha_{0.7} = 15^\circ$, а для рівносигнального методу в 10 раз менше. Похибка вимірювання лінійної координати знаходимо із співвідношення: $\Delta l = r \cdot \operatorname{tg} \Delta\alpha$. Похибка вимірювання складає 268 м та 26.8 м відповідно для методів максимуму та рівно сигнального.

5. Фазовим методом ведеться пеленгування тонального джерела звуку, з довжиною хвилі λ . Яку відстань між двома приймачами антени d треба вибрати, щоб пеленг на об'єкт був у секторі кутів $\alpha \leq \pm 90^\circ$?

Розв'язок: Фазовим методом, за умови однозначності вимірювань, можна виміряти фазу $|\varphi| \leq \pi$. Звідки, використовуючи співвідношення (1.27),

запишемо: $2\pi \frac{d}{\lambda} |\sin \alpha| \leq \pi; \frac{d}{\lambda} \leq \frac{1}{2|\sin \alpha|}$. Для максимального значення

кута пеленгування $\alpha = \pm 90^\circ$, $|\sin \alpha| = 1$, $\frac{d}{\lambda} = 0.5$.

6. Визначити кутовий сектор пеленгування α , за умови однозначності вимірювань фази $|\varphi| \leq \pi$, якщо пеленгування тонального джерела звуку ведеться фазовим методом, з довжиною хвилі λ . Відстань між двома приймачами антени $d = 2\lambda$.

Розв'язок: $2\pi \frac{d}{\lambda} |\sin \alpha| \leq \pi; |\sin \alpha| \leq \frac{\lambda}{d} = \frac{1}{4}; |\alpha| \leq 14.5^\circ$.

7. Визначити величину фазового кута φ , якщо кут пеленгування $\alpha = 30^\circ$, пеленгування тонального джерела звуку з довжиною хвилі λ ведеться фазовим методом. Відстань між двома приймачами антени $d = \lambda$.

Розв'язок: $\varphi = 2\pi \frac{d}{\lambda} |\sin \alpha| = \pi$

8. Пеленгування кореляційним методом тонального джерела звуку має суттєвий недолік – кореляційна функція є періодичною функцією з численними максимумами, що приводить до похибок визначення пеленгу. Знайти кутовий сектор, в якому можливе однозначне пеленгування за умови, що відстань між приймачами $d = \lambda$.

Розв'язок: Спрямованість на гармонійне джерело звуку записується кореляційною функцією (1.38). Проаналізуємо аргумент функції $\cos(\omega\tau)$.

Перший нуль функція досягає для значення: $\omega\tau = \frac{2\pi}{T}\tau = \frac{\pi}{2}$; або $\tau = \frac{T}{4}$.

З урахуванням (1.33):

$$\tau = \frac{d}{c_0} |\sin \alpha| = \frac{d}{\lambda} T |\sin \alpha| = \frac{T}{4}; |\sin \alpha| = \frac{\lambda}{4d} = \frac{1}{4}; |\alpha| \leq 14.5^\circ$$

- 9.** Для пеленгування тонального джерела звуку з довжиною хвилі λ без хибного (неоднозначного) пеленгу в секторі кутів $|\alpha| \leq 90^\circ$ треба вибрати акустичну базу d , для якої затримка τ не перевищує чверті періоду кореляційної функції. Знайти величину бази.

Розв'язок: Пеленгування гармонійного джерела звуку записується кореляційною функцією (1.38). Проаналізуємо аргумент функції $\cos(\omega\tau)$.

Перший нуль функція досягає при аргументі: $\frac{2\pi}{T}\tau = \frac{\pi}{2}$; або $\tau = \frac{T}{4}$.

З урахуванням (1.33):

$$\tau = \frac{d}{c_0} |\sin \alpha| = \frac{d}{\lambda} T |\sin \alpha| = \frac{T}{4}; d = \frac{\lambda}{4} |\sin \alpha|_{\alpha=90^\circ} = \frac{\lambda}{4}$$

Отже, для отримання однозначності в вимірюванні пеленгу в секторі $|\alpha| \leq 90^\circ$ треба вибрати акустичну базу $d = 0.25\lambda$.

1.5.Контрольні питання та завдання до розділу 1

1. Дайте пояснення термінам акустичні локація та пеленгування.
2. Наведіть первинні інформаційні параметри акустичної хвилі.
3. Поясніть метод імпульсної локації та вимірювання відстані. Наведіть основні і характеристики.
4. Поясніть метод фазового вимірювання відстані та наведіть основні характеристики.
5. Поясніть метод частотного вимірювання відстані та наведіть основні характеристики.
6. Провести порівняльні розрахунки (табл.1.1) характеристик імпульсного, частотного та фазового методів вимірювання відстані у повітрі для нормальних умовах ($c_0 = 340$ м/с) та заданих параметрів локації:

- тривалість імпульсу сигналу в ІМ, $\tau = 10^{-3} \text{ с}$;
 - рівності періоду локації імпульсного та частотного методів, $T = 1 \text{ с}$;
 - рівності смуги спектру частот імпульсу в ІМ та смуги частот девіації сигналу в ФМ, $\Delta f_{\text{ef}} = f_{\delta} = 1000 \text{ Гц}$;
 - максимальне значення частоти зсуву у ЧМ, $F_{\text{max}} = 500 \text{ Гц}$;
 - мінімальне значення вимірювання та роздільна здатність вимірювача частоти сигналів, $F_{\text{min}} = \Delta F = 1 \text{ Гц}$;
 - частота зондування ФМ, одно частотним способом, $f = 1000 \text{ Гц}$;
 - максимальне та мінімальне значення вимірювання різниці фаз, $\Delta \varphi_{\text{max}} = 2\pi; \Delta \varphi_{\text{min}} = \pi / 180$;
 - прийняти параметр $q = 10$.
7. Розрахувати параметри сигналу та порівняти метрологічні характеристики ІМ та ЧМ вимірювання відстані у воді, якщо задано діапазон локації, $[r_{\text{min}}, r_{\text{max}}] = [0.15, 15] \text{ м}$.
 8. Розрахувати період локації та тривалість зондувального сигналу, якщо ультразвуковий імпульсний вимірювач рівня контролює у повітрі ($c_0 = 340 \text{ м/с}$) заповнення рідиною технологічного резервуару. Висота резервуару 17м. Мінімальна вимірювана відстань становить 0.34 м.
 9. Розрахувати тривалість зондувального сигналу, якщо ультразвуковий імпульсний вимірювач рівня контролює відбір води ($c_0 = 1500 \text{ м/с}$) з цистерни. Мінімальний рівень рідини - 0.03 м.
 10. Розрахувати метрологічні характеристики імпульсного гідролокатора, якщо період локації $T = 0.2 \text{ с}$, а тривалість імпульсу $\tau = 2 \cdot 10^{-4} \text{ с}$. Співвідношення СЗ на вході приймача $q^2 = 100$. Швидкість звука у воді - $c_0 = 1500 \text{ м/с}$.
 11. Чому дорівнює імпульсна P_{imp} та середня P_{cp} потужність імпульсного гідролокатора для приведених параметрів прямокутного імпульсу: тривалість імпульсу $\tau = 10^{-3} \text{ с}$, період між імпульсами $T = 0.1 \text{ с}$; амплітуда імпульсу 100 В ?
 12. Провести розрахунки метрологічних характеристик ЧМ вимірювання відстані у воді ($c_0 = 1500 \text{ м/с}$) для заданих параметрів локації: $T = 0.2 \text{ с}, f_{\delta} = 5000 \text{ Гц}, F_{\text{min}} = \Delta F = 1 \text{ Гц}, F_{\text{max}} = 2500 \text{ Гц}$.
 13. Розрахувати діапазон зміни швидкості руху підводного об'єкта, якщо нерухомий сторожовий корабель виявив підводний човен з курсовим кутом $\theta = 0^\circ$. Локатор корабля працює на частоті $f_0 = 100 \text{ кГц}$. Частота прийнятого сигналу змінюється від 100 до 101 кГц.

- 14.**Розрахувати доплерівську частоту, якщо сторожовий корабель рухається зі швидкістю 5 м/с назустріч рибальському човну. Швидкість човна 5 м/с. Частота гідролокатора $f_0 = 100 \text{ кГц}$. Кут зближення $\theta = 0^\circ$.
- 15.**Розрахувати доплерівську частоту, якщо сторожовий корабель рухається зі швидкістю 10м/с назустріч рибальському човну. Швидкість човна 5м/с. Частота гідролокатора $f_0 = 100 \text{ кГц}$. Кут зближення $\theta = 0^\circ$.

2. ЗАСТОСУВАННЯ ТЕОРІЇ ІНФОРМАЦІЇ В ЗАДАЧАХ АКУСТИЧНОЇ ЛОКАЦІЇ

Акустичні хвилі мають властивість розповсюджуються у пружному середовищі де хвилі іншої фізичної природи(електромагнітні, оптичні) не поширюються, або ж швидко згасають. Тому їх використовують для вирішення ряду інформаційних задач локації, зв'язку та телеметрії в гідроакустиці, атмосферній акустиці, сейсморозвідці, дефектоскопії та біомедицині. Технічні засоби призначені для передачі та отримання інформації за допомогою акустичних хвиль називаються акустичними інформаційними системами (AIC). При розробці AIC важливо вміти аналізувати та порівнювати інформаційні можливості різних інженерних рішень, розуміти вплив технічних характеристик окремих складових системи на пропускну здатність та швидкість обміну інформацією, вміти узгоджувати об'єми інформаційних систем та сигналів. В розділі приведені основні положення теорії інформації, наведено вирази для розрахунку кількості інформації в сигналі, швидкості передачі та пропускну здатності акустичного інформаційного каналу. Розглянуто узагальнені структурні схеми побудови активних та пасивних AIC. Теоретичні викладки підкріплені прикладами та розв'язками типових прикладних задач.

2.1.Визначення інформації

Термін «інформація » походить від латинського слова «informatio» , що означає «роз'яснення, виклад, обізнаність». Людина вважала себе єдиною істотою здатною приймати і обробляти інформацію. Це твердження було спростовано лише в середині XX століття, коли стало відомо, що інформаційні процеси відбуваються в будь-якому, навіть самому простому живому організмі. Будь-яке співтовариство (наприклад-тварини, птахи, риби, люди) використовує інформацію у процесі своєї діяльності), різні лише способи її передачі. Інформаційні процеси притаманні також і технічним пристроям. Внаслідок розвитку обчислювальної техніки, телебачення, радіо,

мультимедійних систем інформація набула реальну цінність, таку ж як і енергоносії, корисні копалини, цінні метали. Виникла потреба чіткого визначення поняття інформації та її кількісної оцінки, оскільки будь-яка наука проходить дві стадії описову і математичну. Єдиного визначення інформації не існує. К.Шеннон запропонував оцінювати інформацію за ступенем зменшення невизначеності (ентропії) у користувача. Якщо ж повідомлення не зменшує невизначеність, воно не є інформацією. *Приклад.* Повідомлення про те, що на зміну ночі приходить день, не є інформацією

Інформація - сукупність відомостей про об'єкт (явище, предмет, або процес) яка зменшує невизначеність, що існувала у користувача до її отримання. Інформація не може бути ототожнена ні з енергією, ні з матерією. *Вона базується на об'єктивному властивості матерії - відображенні, яке полягає в тому, що одна система, взаємодіючи з іншою, відображає її образ за рахунок зміни своїх властивостей.* Безліч станів матеріальної системи та всіх її підсистем є інформацію про систему.

Приклад. Якщо у вас є два яблука і у мене є два яблука, і ми ними обмінємося, то у вас як і раніше буде два яблука і у мене як і раніше буде два яблука; але якщо у мене є ідея і у вас є ідея, і ми обмінємося цими ідеями, то у вас буде дві ідеї і в мене буде дві ідеї.

Інформація (за визначенням А.Н. Колмогорова [9]) - це характеристика внутрішньої організованості матеріальної системи по безлічі станів, які вона може приймати. Поняття інформації [10,11] тотожне поняттю відомості і передбачає наявність принаймні двох взаємодіючих *систем*, одна з яких є системою спостереження (*приймачем*), а друга - джерелом інформації (*передавачем*). Поза зазначеної схеми поняття інформація втрачає сенс. Інформація проявляється в матеріально-енергетичній формі у вигляді повідомлень (сигналів), хоча це не матерія і не енергія, які переходять одна в одну. Будемо використовувати термін «інформація» у вузькому сенсі, прийнятому при описі інформаційних систем. До них відносяться

телекомунікаційні та обчислювальні мережі, автоматизовані системи спостереження, управління та контролю тощо.

Повідомлення - матеріальна форма подання інформації та відповідає стану передавальної системи. Повідомлення можуть фіксуватись на твердому носії інформації (лист, магнітна плівка, оптичний диск. тощо) і передаватись споживачу якимось транспортним засобом. Або використовувати для транспортування інформації якийсь фізичний процес, здатний поширюватися в просторі (електричний струм, електромагнітна хвиля, акустичні коливання). Для цього повідомлення записується на фізичний процес завдяки операції модуляції, а на стороні приймача інформація виділяється - детектується. Повідомлення, яке передається параметрами фізичного процесу(амплітудою, фазою, частотою) називається *сигналом*. Сигнал - матеріальний переносник інформації.

Одним із перших визначення *кількості інформації* дав американський інженер Р.Хартлі у 1928р. Він запропонував мірою кількості інформації вважати кількість повідомлень яку слід отримати, щоб зняти невизначеність стану передавача. Тому кількість інформації можна визначити як *міру знятої невизначеності*, яка зростає з ростом числа станів системи. Це визначення передбачає зв'язок (перешкоди відсутні) між станами двох систем – передавачем та приймачем. Будь-яка фізична система описується сукупністю фізичних величин – параметрами системи які визначають стан системи.

Стан системи – це значення фізичної величини або параметри, які її описують. Якщо ці значення дискретні, то система називається дискретною, а якщо неперервні, то система називається системою з безліччю станів.

Сигнал – це фізичний процес параметри якого відображають стан джерела повідомлень. Оскільки безліч повідомлень можна розглядати як безліч випадкових станів, то відображення значень фізичної величини також буде випадковим. Отже, випадкову величину можна прийняти в якості моделі сигналу. У загальному випадку стан системи , як і передане

повідомлення, змінюється в часі, тому зазначена випадкова величина змінна у часі.

Розглянемо джерело повідомлень Z із станами $z_i, i=1...N$ та апіорною ймовірністю станів $p_i = p(z_i)$:

$$Z = \begin{bmatrix} z_1, z_2, \dots, z_i, \dots, z_N \\ p_1, p_2, \dots, p_i, \dots, p_N \end{bmatrix}, p_i = p(z_i) \geq 0, \sum p_i = 1. \quad (2.1)$$

Чим більше величина N , тим більше невизначеність вибору конкретного стану. Це нашоує на думку прийняти число N в якості міри невизначеності вибору. Однак при $N=1$ невизначеність вибору дорівнює 0, хоча міра відмінна від нуля. Мабуть, ця незручність послужила однією з причин введення наступної міри невизначеності стану системи $H(Z)$:

$$H(Z) = \log_a N. \quad (2.2)$$

На жаль, міра невизначеності стану по Р. Хартлі не враховує того факту, що ймовірності p_i можуть бути різні. Вона використовується лише в разі рівної ймовірності станів системи. Тому природньою є вимога, щоб міра невизначеності була безперервною функцією ймовірностей p_i . Задовольняє цій вимозі міра невизначеності (*ентропія**) запропонована К. Шенноном:

$$H(Z) = -\sum_{i=1}^N p(z_i) \log_a p(z_i) \quad (2.3)$$

**Ентропія (древньо греч. ἔντροπία - поворот, перетворення) - в природних науках міра безладу системи, що складається з багатьох елементів. У теорії інформації - міра невизначеності будь-якого досвіду (випробування), який може мати різні результати, а значить, і кількість інформації.*

Таким чином, ентропія є функціоналом закону розподілу випадкової величини і враховує особливості цього закону. Основні положення теорії

інформації були розроблені К. Шенноном в його роботах 1948, 1949 і 1950 років. Основна ідея теорії інформації полягає в тому, що з інформацією можна поводитися майже так само, як з такими фізичними величинами, як маса або енергія. Тому система передачі (обміну) інформації може розглядатися подібно системам транспортування маси або енергії.

Слід підкреслити, що ентропія характеризує тільки середню невизначеність стану системи (вибору одного стану - елементу множини, з безлічі станів), повністю ігноруючи їх змістовну сторону. Ентропія об'єднання статистично незалежних множин (станів) Z і V дорівнює сумі ентропій вихідних множин:

$$H(ZV) = H(Z) + H(V).$$

При встановленні цієї властивості використовується властивість ймовірностей незалежних елементів: $p(z_i, v_j) = p(z_i)p(v_j)$. Це дуже важливе рівняння дозволяє враховувати вплив шумів та зава на спотворення інформації.

Одиниці вимірювання інформації. Одиниці виміру ентропії залежать від вибору основи логарифма в наведених виразах. Якщо логарифм десятковий (lg), кількість інформації визначаються в десятикових одиницях - *dim*, якщо логарифм натуральний (ln), одиницею виміру є *nit*. Найбільш широко використовується *bit* (bit, скорочення від англійського binary digit – двійкова цифра), відповідає логарифму по основі два, яку і будемо використовувати далі.

У математичних викладках більш зручно використовувати натуральні логарифми. Для аналізу електронних обчислювальних машин або приладів, що працюють у двійковій системі числення, зручніше користуватися двійковими одиницями, а для аналізу вимірювальних пристроїв, що працюють, як правило, в десятиковій системі числення, - десятиковими одиницями.

Розглянемо кількість інформації при передачі цифрового повідомлення[11]. Повідомлення формується із окремих *символів*. Кожний символ це група із n букв, знаків (*біт*), записаних в двійковому алфавіті із $m=2$ цифр, двійкової системи числення «1,0». Цифровий символ можна розглядати як окремий «інтегральний» стан джерела повідомлень. Всього таких символів – *розмір алфавіту символів*, буде $M=m^n=2^n$. Тоді кількість інформації I , яку несе символ з n букв дорівнює:

$$I = \log_2(M) = \log_2(m^n) = n, \text{біт} \quad . \quad (2.4)$$

Якщо символ має одну букву $n=1$, $M=2$ то цей двійковий символ несе 1 біт інформації. Якщо $n=2$, $M=4$, то такий символ складається із двох букв, входить до алфавіту з чотирьох символів, кількість інформації $I=2$ біт. Чим більше букв у символі тим більше інформації він несе. Найбільш поширений *семи бітний* код ASCII (American Standard Code for Information Interchange- американський стандартний код для обміну інформацією) , код Бодо (Baudot code), азбука Морзе (Morse code) та інші.

Фізично кожному біту інформації відповідає один елемент (розряд) електронного регістра передавача, який встановлює значення високого чи низького рівня фізичної величини (заряду, напруги, намагніченості і т.д).

К.Шеннон запропонував обчислювати кількість отриманої інформації $I(z)$ як різницю ентропій, які були у користувача до $H_1(z)$ та після $H_2(z)$ отримання повідомлення:

$$I(z) = H_1(z) - H_2(z) = \log_2 \frac{p_2(z)}{p_1(z)}, \quad (2.5)$$

де $p_2(z)$ - ймовірність апостеріорна (знайдена за даними, отриманими після експерименту), а $p_1(z)$ - ймовірність апріорна (знайдена за даними, відомими до експерименту).

Апостеріорна інформація це інформація, одержувана в результаті проведення експерименту.

Апріорна інформація, це відомості, отримані на базі попереднього досвіду, статистичної обробки та узагальнення теоретичних матеріалів, знання законів розподілу випадкових величин, таких як сигнал, перешкода та їх суміш. Апріорна інформація вкрай важлива. Існує думка, що застосування адаптивних систем, не вимагає апріорної інформації, насправді не маючи в своєму розпорядженні апріорної інформацією, неможливо було б створити такі системи.

В загальному випадку апостеріорна ймовірність $p_2(z) \neq 1$. Якщо ж покласти її рівною одиниці, то:

$$I(z) = -\log_2 p_1(z). \quad (2.6)$$

Можна зробити висновок, що кількість інформації, або її цінність, тим більша чим менша апріорна вірогідність знаходження системи в одному із багатьох можливих станів. Тобто в теорії інформації найбільшу цінність мають повідомлення найменш очікувані.

Обмін інформації в системі проходить щодо кожного стану z_i множини джерела повідомлень Z . Приймач отримує елемент повідомлення v_j з множини V . Тоді кількість відомостей, що містяться у прийнятому елементі повідомлення v_j дорівнює:

$$I(v_j, z_i) = H(z_i) - H(z_i / v_j) = \log \frac{p(z_i / v_j)}{p(z_i)}, \quad (2.7)$$

де $H(z_i)$ - ентропія джерела повідомлення; $H(z_i / v_j)$ - ентропія приймача повідомлення(умовна ентропія); $p(z_i)$ - апріорна ймовірність передачі елементу повідомлення; $p(z_i / v_j)$ - апостеріорна(умовна) ймовірність того, що передано елемент z_i по прийнятому v_j .

Інформація, яка передається одним елементом, характеризується наступними властивостями:

Кількість інформації зменшується з ростом апіорної вірогідності $p(z_i)$, збільшується з ростом апостеріорної вірогідності $p(z_i / v_j)$ і залежно від співвідношення між ними може бути позитивним, негативним і нульовим.

Якщо $p(z_i / v_j) = p(z_i)$, то $I(v_j, z_i) = 0$.

За відсутності перешкоди $p(z_i / v_j) = 1$. *при...i = j* кількість інформації дорівнює апіорній невизначеності елементу множини:

$$I(v_j, z_i) = -\log_2 p(z_i).$$

Властивість симетрії - кількість інформації про z_i , що міститься в v_j , дорівнює кількості інформації про v_j , що міститься в z_i :

$$I(v_j, z_i) = I(z_i, v_j).$$

Звідси зробимо висновок, що v_j несе про z_i стільки ж інформації скільки z_i несе про v_j . Тому величина $I(z_i, v_j)$ називається взаємною кількістю інформації між i -м елементом множини Z та j -м елементом множини V . Взаємна кількість інформації може бути додатна, від'ємна та нульова. Від'ємна інформація називається «дезінформацією»

Оскільки складна система випадковим чином приходить в той чи інший стан, обумовлений парою чисел (z_i, v_j) , то $I(v_j, z_i)$ буде випадковою величиною, яку можна усереднити по всій множині станів. В результаті усереднення отримаємо вираз для середньої (повної) взаємної інформації:

$$I(V, Z) = H(Z) - H(Z/V) = H(V) - H(V/Z) = I(Z, V). \quad (2.8)$$

З точки зору опису системи обміну інформацією байдуже, яку з підсистем розглядати в якості передавача, а яку в якості приймача. Ентропії

$H(Z), H(V)$ можна інтерпретувати як кількість інформації що поступає в канал обміну інформацією. Умовні ентропії $H(Z/V), H(V/Z)$ - кількість інформації яка розсіюється в каналі.

Інформаційна система - сукупність пристроїв (підсистем), призначених для передачі повідомлення від джерела до приймача. Система що призначена для передачі дискретних повідомлень, називають дискретною. Сигнал в такій системі зазвичай піддається перетворенням в наступній послідовності пристроїв: джерело повідомлення - модулятор – передавач сигналу – канал обміну інформацією – приймач сигналу - демодулятор - приймач повідомлення.

Джерело повідомлення характеризується *продуктивністю*. Продуктивність джерела повідомлень - це кількість інформації, вироблене джерелом в одиницю часу. Зазвичай перешкоди в джерелі малі і їх не враховують. При цьому продуктивність джерела $I_s(z)$ дорівнює величині ентропії в одиницю часу і визначається співвідношенням:

$$I_s(z) = \frac{H(z)}{\tau} = H(z)\Delta f. \quad (2.9)$$

Позначення: τ - час формування одного знаку (біту); Δf - ефективна смуга частот.

При передачі повідомлень (символів) які містять кілька знаків слід оцінювати не тільки сумарну тривалість повідомлення, але й інтервали між окремими знаками. Якщо повідомлення складається з N знаків з інтервалом між елементами рівним тривалості символу, то його тривалість T дорівнює:

$$T = (2N - 1) * \tau$$

$$I_s(Z) = \frac{H(Z)}{T}; H(Z) = -\sum_i^N p(z_i) \log_2 p(z_i). \quad (2.10)$$

Від джерела повідомлень через модулятор та передавач сигнал поступає на вхід каналу обміну інформацією. По каналу обміну інформацією, як

правило, передається безперервний сигнал. Вважається, що саме в каналі обміну інформацією виникають найбільші перешкоди. Тому при теоретичному дослідженні моделі інформаційної системи з перешкодами вважають, що перешкоди в джерелі та інших елементах передавача та приймача відсутні, або малі порівняно з перешкодами в каналі. Якщо перешкоди в каналі також невеликі, то для теоретичного аналізу в першому наближенні можна використовувати ідеалізовану модель каналу без перешкод.

Канал обміну інформацією характеризується інформаційною швидкістю та пропускну здатністю.

Під інформаційною швидкістю I_r розуміють середню кількість інформації, що передається по каналу за час передачі повідомлення:

$$I_r = \frac{I(V, Z)}{T} = I(V, Z) \Delta f. \quad (2.11)$$

При відсутності перешкод, має місце взаємно однозначна відповідність між повідомленнями на вході і виході каналу, тому $I(V, Z) = H(Z)$. Пропускна здатність каналу C_K визначається максимумом швидкості передачі інформації:

$$C_K = \max I_r = \frac{I(V, Z)}{T} = \frac{H(Z)}{T}. \quad (2.12)$$

Інформаційна швидкість за наявності в каналі обміну інформації перешкод зменшується, тому що зменшується середнє значення кількості переданої інформації:

$$I(V, Z) = H(Z) - H(Z/V).$$

2.2.Застосування теорії інформації в задачах акустики

В більшості задач акустики джерело інформації і приймач можна розглядати як підсистеми однієї акустичної інформаційної системи [3,4]. Наприклад в задачі активної локації, метою якої є отримання інформації про об'єкт спостереження по відбитому акустичному сигналу, система обміну інформації складається з підсистеми формування та випромінювання акустичних хвиль, акустичного каналу (каналу обміну інформацією), об'єкту спостереження та підсистеми прийому та обробки сигналу. Випромінені та прийняті акустичні хвилі можна представити як сигнали, якими обмінюється джерело інформації з приймачем при наявності та за участі об'єкту спостереження. Наявність або відсутність об'єкту визначається після обробки прийнятого сигналу зміною кількості отриманої інформації.

Задача пасивної локації зводиться до отримання інформації від невідомого джерела акустичних хвиль. Система обміну інформації складається з джерела випромінювання акустичних хвиль - об'єкта спостереження, акустичного каналу та підсистеми прийому та обробки сигналу. Прийнятий акустичний сигнал підлягає вторинній обробці, яка використовує просторовий, часовий, частотний аналіз або їх комбінацію. Кількість отриманої інформації визначає наявність або відсутність об'єкту спостереження.

В акустичному зв'язку, телеметрії відбувається обмін інформації між джерелом та приймачем. При цьому система обміну інформацією може доповнюватись пристроями кодування та декодування повідомлень, запам'ятовуючими пристроями та іншими, які підвищують якість передачі інформації.

2.2.1. Пропускна здатність акустичної інформаційної системи

Розглянемо модель обміну інформації по акустичному каналу в присутності завади. Припустимо що в акустичний канал випромінюється сигнал $z(t)$ з середньою інтенсивністю (потужністю на одиницю поверхні) P_z .

В каналі діє адитивний гаусів білий шум - завада, з рівномірним частотним спектром і нормальним розподілом амплітуд, з середньою інтенсивністю $P_{\xi} = \sigma_{\xi}^2$. Статистичний зв'язок між сигналом і шумом відсутній, а ширина спектру сигналу і завади обмежена смугою пропускання інформаційної системи F . Будемо вважати, що тривалість T сигналу досить велика, так що відповідно до теореми Котельникова можна замінити безперервні реалізації $z(t), v(t)$ послідовностями з $N = 2FT$ відліків, взятих з інтервалом: $\Delta t = 1/2F$. Тоді середня кількість взаємної інформації в каналі у відповідності до (2.8) становить:

$$I(V, Z) = H(Z) - H(Z/V) = H(V) - H(V/Z), \quad (2.13)$$

де $H(V), H(V/Z)$ - апіорна та апостеріорна ентропії багатовимірного вектору повідомлення V отриманого приймачем. Завада, за визначенням, адитивна і статистично незалежна з вхідним сигналом, тому використаємо наведене в [10] співвідношення:

$$H(V/Z) = H(V/(Z + \xi)) = H(\xi). \quad (2.14)$$

Ентропія $H(\xi)$ N - мірного випадкового вектору завади, компонентами якого є випадкові величини у відповідних відліках безперервного гаусового білого шуму $\xi(t)$, визначається:

$$H(\xi) = 2FT h(\xi), \quad (2.15)$$

де $h(\xi)$ - часткова ентропія одного відліку завади. Визначимо часткову ентропію для нормального процесу, заданого вірогідністю:

$$p(\xi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\xi}^2}} \exp\left(-\frac{\xi^2}{2\sigma_{\xi}^2}\right):$$

$$\begin{aligned}
h(\xi) &= - \int_{-\infty}^{+\infty} p(\xi) \log_2 p(\xi) d\xi = \\
&= -\log_2 \left(\sigma_\xi \sqrt{2\pi} \right)^{-1} \int_{-\infty}^{+\infty} p(\xi) d\xi + \frac{\log_2 e}{2\sigma_\xi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \xi^2 p(\xi) d\xi = \\
&= \log_2 \left(\sigma_\xi \sqrt{2\pi} \right) + \frac{1}{2} \log_2 e = \frac{1}{2} \log_2 2\pi e \sigma_\xi^2
\end{aligned} \tag{2.16}$$

Ентропія $H(V)$ для N - мірного випадкового вектору повідомлення V визначається частковою ентропією одного відліку повідомлення $h(v)$:

$$H(V) = 2FT h(v) \tag{2.17}$$

Підставивши в (2.13) отримані значення апіорної та апостеріорної ентропій визначимо кількість взаємної інформації:

$$I(V, Z) = H(V) - H(V/Z) = 2FT \left[h(v) - \frac{1}{2} \log_2 2\pi e \sigma_\xi^2 \right]. \tag{2.18}$$

Інформаційна швидкість знаходиться з (2.11):

$$I_r(V, Z) = 2F \left[h(v) - \frac{1}{2} \log_2 2\pi e \sigma_\xi^2 \right]. \tag{2.19}$$

Як видно з (2.19) максимальну інформаційну швидкість, а значить і максимальну пропускну здатність каналу можна отримати максимізувавши ентропією одного відліку повідомлення $h(v)$. Враховуючи те, що випромінений $z(t)$ та прийнятий (випромінений сигнал що поступив на вхід приймача) $v(t)$ сигнали є нормальним випадковим процесом та не мають статистичного зв'язку з завадою, запишемо середню потужність P_v прийнятого сигналу $v(t)$ у вигляді суми середніх потужностей вхідного сигналу P_z і завади P_ξ :

$$P_v = P_z + P_\xi \quad (2.20)$$

Підставимо співвідношення (2.20) в вираз для $h(v)$, який має ту ж форму що і вираз (2.16), отримаємо:

$$\max h(v) = \frac{1}{2} \log_2 2\pi e P_v = \frac{1}{2} \log_2 2\pi e (P_z + P_\xi) \quad (2.21)$$

Пропускна здатність інформаційного акустичного каналу C_{AK} за наявності завади з урахуванням (2.19), буде:

$$C_{AK} = I_r(V, Z) = 2F \left[\frac{1}{2} \log_2 2\pi e (P_z + P_\xi) - \frac{1}{2} \log_2 2\pi e \sigma_\xi^2 \right] = F \log_2 \left(1 + \frac{P_z}{P_\xi} \right). \quad (2.22)$$

Визначимо залежність пропускної здатності каналу від частоти пропускання інформаційної системи F . Середня потужність завади P_ξ у полосі частот визначається через спектральну щільність потужності білого шуму P_0 : $P_\xi = P_0 F$.

Підставимо її в (2.22), отримаємо:

$$C_{AK} = F \log_2 \left(1 + \frac{P_z}{P_\xi} \right) = \log_2 \left(1 + \frac{P_z}{P_0} \gamma \right) / \gamma, \quad (2.23)$$

де $\gamma = \frac{1}{F}$. Розрахунок межі пропускної здатності для $F \rightarrow \infty$ приведений в [10] наведено нижче:

$$\lim_{F \rightarrow \infty} C_{AK} = \lim_{\gamma \rightarrow 0} \log_2 \left(1 + \frac{P_z}{P_0} \gamma \right) / \gamma = 1.443 \frac{P_z}{P_0}. \quad (2.24)$$

Залежність пропускної здатності акустичного каналу від смуги частот. відображає рис. 2.1

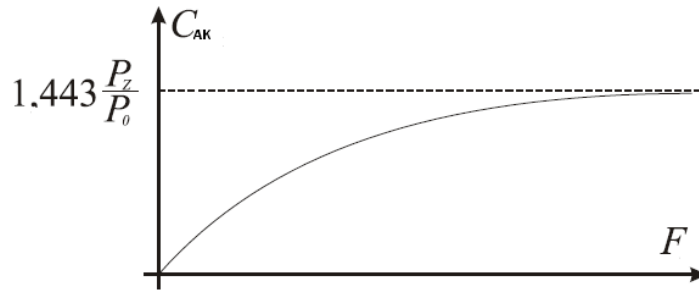


Рис. 2.1. Залежність пропускної здатності від смуги частот

К. Шеннон застосував рівняння (2.22) для графічного представлення пропускної здатності каналу C_{AK} (рис. 2.2) нормованої до смуги частот в залежності від рівня співвідношення сигнал /завада L :

$$L = 10 \lg \left(\frac{P_z}{P_{\xi}} \right).$$

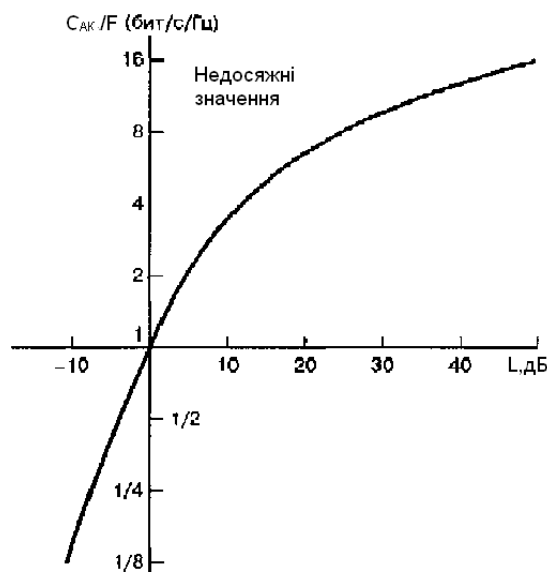


Рис. 2.2. Залежність нормованої пропускної здатності інформаційного каналу від співвідношення сигнал/завада.

З рис. 2.2 можна зробити висновок, що пропускна здатність каналу збільшується з ростом рівня інформаційного сигналу, тобто із збільшенням енергетичних затрат.

2.2.2. Узгодження характеристик системи та сигналу

При передачі сигналу в АІС важливо узгодити фізичні характеристики сигналу та інформаційної системи. Фізичні характеристики сигналу:

ширина спектру частот сигналу, F_z ;

тривалість сигналу, T_z ;

перевищення сигналу над завадою, $L_z = \log_2(\frac{P_z}{P_\xi})$;

Добуток зазначених параметрів називають об'ємом сигналу:

$$V_z = F_z T_z L_z \quad (2.25)$$

Характеристики інформаційної системи:

- ширина спектру частот пропускання F ;
- тривалість сигналу T ;
- перевищення сигналу над завадою на виході передавача,

$$L = \log_2(\frac{P_m}{P_\xi})$$

, де P_m - максимальна потужність системи;

Добуток зазначених параметрів називають об'єм інформаційної системи:

$$V = FTL \quad (2.26)$$

Умова узгодження - обміну сигналу в інформаційній системі без спотворень:

$$V \geq V_z, \quad \text{або} \quad F \geq F_z; T \geq T_z; L \geq L_z \quad (2.27)$$

Узгодження сигналу та системи може бути виконане за рахунок варіації параметрів сигналу та задовільнені нерівності (2.27). Наприклад, якщо перевищення сигналу над перешкодою не задовольняє нерівності, то його знижують до допустимого рівня, але при цьому треба збільшити час передачі сигналу для виконання умови узгодження.

2.2.3. Застосування теорії інформації в акустичній локації

Розглянемо задачу виявлення об'єкту акустичним активним методом. Схема реалізації активного методу локації відповідає побудові типової схеми

АІС (рис.2.3.) яка складається з підсистеми формування сигналу випромінювання (ПФС), електроакустичного перетворювача-випромінювача акустичних хвиль (ЕАПВ), акустичного каналу (АК), об'єкту спостереження (ОС), електроакустичного перетворювача-приймача акустичних хвиль (ЕАПП), приймального пристрою (ПП), пристрою обробки та відображення інформації(ПОВІ).

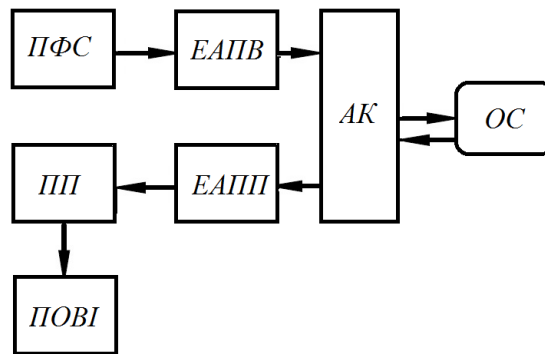


Рис.2.3.Типова структурна схема АІС активної локації

В активних АІС використовують неперервні або імпульсні модульовані акустичні сигнали. Сигнали характеризуються періодом локації T , тривалістю імпульсного сигналу τ , та смугою частот F . На вході ЕАПП діє адитивна сума сигналу та завади. Ці сигнали статистично не залежні та описуються нормальним законом розподілу щільності ймовірностей. Інтенсивність прийнятого сигналу P_v може змінюватись від максимального значення P_m , яке дорівнює інтенсивності випромінювання, до інтенсивності завади P_ξ , яка визначається рівнем фоновому шуму середовища. Локаційна задача зводиться до виявлення об'єктів спостереження у часі та просторі. В інформаційній постановці виявлення пов'язане із зміною кількості інформації I , а роздільна здатність залежить від максимальної швидкості передачі інформації I_r .

Задачу локації розглядаємо як обмін інформації між випромінювачем та приймачем за наявності або відсутності об'єкту спостереження. У разі відсутності об'єкту відбита хвиля відсутня тому прийняте повідомлення має

інтенсивність $P_v = 0$. Кількість отриманої інформації, з урахуванням (2.22), дорівнює нулю:

$$I = FT \log_2 \left(1 + \frac{P_v}{P_\xi} \right) = FT \log_2(1) = 0. \quad (2.28)$$

Поява на вході приймача відбитого сигналу, імпульсна потужність якого перевищує середню потужність завади $P_v \geq P_\xi$, приводить до збільшення кількості інформації до величини:

$$I = T F \log_2 \left(1 + \frac{P_m}{P_\xi} \right) \geq 0, \quad (2.29)$$

Збільшення кількості інформації будемо інтерпретувати як виявлення об'єкту. Підвищення роздільної здатності пов'язане з розширенням смуги частот АІС, тобто потребує підвищення інформаційної швидкості:

$$I_r = F \log_2 \left(1 + \frac{P_m}{P_\xi} \right)$$

Якщо ускладнити задачу і ввести просторове сканування, так що загальний час локації T збільшиться, то кількість інформації також збільшиться для постійного значення інформаційної швидкості каналу. У разі виявлення рухомого об'єкту смуга частот прийнятого сигналу розширюється за рахунок ефекту Допплера, що приведе до необхідності збільшення кількості та швидкості передачі інформації. Пропускна здатність АК - максимальна швидкість передачі інформації, обмежена величиною записаною в (2.24):

$$C_{AK} = 1.443 \frac{P_m}{P_0}.$$

Збільшити пропускну здатність можна за рахунок підвищення енергетичного відношення сигнал/завада (СЗ). Це відношення може бути збільшене за рахунок зменшення щільності спектральної потужності завади P_0 , або збільшенням потужності випромінюваного сигналу P_m . Мінімальне значення спектральної потужності завади визначається тепловим шумом акустичного каналу. Для інформаційної системи потужність теплового шуму в акустичному каналі P_θ , дорівнює:

$$P_\theta = k\theta F, \quad (2.30)$$

де $k = 1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{К}^0}$ - постійна Больцмана, θ - абсолютна температура середовища.

Наприклад, потужність теплового шуму для температури середовища $\theta = 273^0 \text{ К}$ в смузі частот 1 Гц складає: $P_\theta = 3.8 \cdot 10^{-21} \text{ Вт}$.

Отримане рівняння (2.30) дозволяє розрахувати енергію теплового шуму, яка визначає також мінімум потужності одиничного інформаційного повідомлення, тобто потужність біту інформації. Покажемо, що для передачі одного біту інформації потрібна енергія, яка дорівнює тепловій енергії шуму. З рівняння (2.2) відомо що кількість інформації, яку несе символ з двома рівно ймовірними станами $p(z_i) = 1/2$, дорівнює: $I = -2\log_2(1/2) = 1 \text{ біт}$. Припустимо що смуга частот сигналу та системи однакові і дорівнюють F . Інформаційна швидкість сигналу $I_r = F \log_2(2)$. Підставимо її в рівняння пропускну здатності каналу (2.22) та отримаємо значення потужності P_z інформаційного символу:

$$F \log_2(2) = F \log_2(1 + \frac{P_z}{P_\theta}), \log_2(1 + \frac{P_z}{P_\theta}) = 1 \rightarrow \frac{P_z}{P_\theta} = 1. \quad (2.31)$$

$$P_z = P_\theta = k\theta F$$

Таким чином можна зробити висновок, що передача інформації означає передачу енергії, а її мінімальне значення дорівнює енергії теплового шуму акустичного каналу.

Крім теплових шумів у акустичному каналі присутні інші завади. Загальну енергетику завад, незалежно від фізики походження завад та за умови відсутності статистичного зв'язку між ними, можна знайти простою сумою енергій P_n складових:

$$P_{\xi} = P_{\theta} + \sum_n P_n \quad (2.32)$$

Це рівняння використовують також для оцінки шумів у всій системі, за умови відсутності статистичного зв'язку між шумами окремих блоків системи та знаючи потужність шуму P_n в кожному із них. Збільшення потужності завади зменшує інформаційну пропускну здатність (2.23) та об'єм (2.26) інформаційної системи в цілому.

Збільшити інформаційний об'єм можна піднявши потужність випромінювання сигналу. Збільшення потужності випромінюваного сигналу P_m обмежене технічною можливістю випромінювача, фізичними властивостями акустичного середовища, екологічними та іншими вимогами до інформаційної системи. У практичних задачах акустичної локації треба враховувати зменшення швидкості передачі повідомлень із-за обмежень, що накладають технічні засоби формування, підсилення, випромінювання сигналів та приймати до уваги фізичні властивості акустичного каналу. Наприклад, в гідроакустиці, із-за кавітації, обмеження по інтенсивності неперервного сигналу [4] дорівнює 0.3 Вт/см^2 , а для імпульсного - 0.7 Вт/см^2 . В медичних діагностичних приладах встановлено обмеження по інтенсивності випромінювання – 50 мВт/см^2 .

На практиці інформаційні параметри залежать також від смуги частот пропускання системи. Основне обмеження по смузі частот в АІС вносять випромінювачі та приймачі акустичних хвиль - електроакустичні

перетворювачі. Смуга частот більшості електроакустичних перетворювачів (ЕАП) не перевищує *десяти відсотків* їх резонансної частоти.

Суттєве обмеження по смузі частот в АІС вносить також поглинання енергії в акустичному каналі. Відомо, що поглинання у більшості середовищ має степеневу залежність від частоти, тому швидко збільшується із збільшенням частоти. Розширення смуги частот за рахунок використання низькочастотного діапазону в задачах локації обмежена технічними можливостями побудови ЕАП великих хвильових розмірі, а також збільшенням інтенсивності акустичних шумів. Тому смуга частот в АІС суттєво обмежена як по низьким так і по високим частотам та визначається для кожної конкретної задачі з урахуванням фізичних властивостей середовища та характеристик ЕАП.

Задача виявлення об'єкту акустичним пасивним методом реалізується типовою схемою пасивної локації, приведеною на рис.2.4.



Рис.2.4. Типова схема пристрою пасивної локації.

Об'єкт спостереження (ОС) випромінює хвилі, які по акустичному каналу (АК) досягають акустичного приймача (ЕАПП). На вхід ЕАПП разом з корисним сигналом поступає акустична завада. Електрична суміш сигналу та завади з виходу ЕАПП поступає на приймальний пристрій (ПП) та пристрій обробки та візуалізації інформації (ПОВІ). Так як ОС не відомий то характеристики сигналу (амплітуда, частота, фаза) невідомі та випадкові. Як правило корисний акустичний сигнал, що діє на вході ЕАПП, має шумову структуру з інтенсивністю близькою до інтенсивності завади. Тому отримання інформації про об'єкт зводиться спочатку до виявлення ПП сигналу замаскованого завадою (див. розділ 4). В подальшому в ПОВІ проводиться просторова, часова та частотна обробка. Розраховується

кількість отриманої інформації з урахуванням смуги частот приймача, співвідношення СЗ та часу спостереження. Кількість отриманої інформації визначається алгоритмом обробки вхідного сигналу, вибір якого зводиться до підвищення енергетичного співвідношення СЗ. Швидкість та кількість отриманої інформації в пасивній АІС залежить від тих же факторів, що і для активних систем локації. Враховуючи те, що інформація отримується від невідомого джерела акустичних хвиль, тому треба використовувати апріорні дані щодо характеристик шумового сигналу. Наприклад оцінити смугу частот інформаційного сигналу, потужність джерела звуку.

2.2.4. Оцінка кількості інформації вимірювання параметрів сигналу

Акустичні інформаційні системи крім задачі спостереження і виявлення об'єктів дають можливість *виміряти* лінійні та кутові координати, швидкість та траєкторію руху ОС. Інформацію про координати та характеристики руху ОС отримують різними акустотехнічними методами, основаними на аналізі первинних інформаційних параметрів випроміненої та прийнятої акустичних хвиль. Найбільш поширені методи та способи їх реалізації були розглянуті в розділі 1. Приведемо узагальнений алгоритм вимірювання шуканої величини. АІС випромінює та приймає(або тільки приймає) акустичну хвилю. Первинні параметри акустичного сигналу в разі наявності ОС змінюються. Крім того за наявності завади та перешкод вони спотворюються. Тому процес зводиться до оцінки вимірювальної величини з деякою похибкою (дивись розділ 4). Із наведеного раніше відомо, що кількість отриманої інформації тим більше, чим менше апріорна ентропія. Встановимо, як це твердження можна використати для оцінки кількості отриманої при вимірюваннях інформації в залежності від похибки вимірювань.

Розглянемо процес вимірювання відстані технічним пристроєм [12]. Точність вимірювань характеризується числовим значенням отриманих при вимірюванні або передбачуваних похибок. Для цього використовують

поняття абсолютної і відносної приведеної похибок. Якщо вимірювальний пристрій має діапазон виміру від X_1 до X_2 з абсолютною похибкою $\pm\Delta$, що не залежить від значення X вимірюваної величини, то результат вимірювання запишемо у вигляді $X \pm \Delta$.

Процес вимірювання з позицій теорії інформації носить дещо інший характер, який відрізняється тим, що всім указаним вище поняттям надається ймовірнісний, статистичний сенс, а підсумок проведеного вимірювання тлумачиться як скорочення області невизначеності вимірюваної величини. У теорії інформації той факт, що вимірювальний прилад має діапазон вимірювань від X_1 до X_2 , означає, що при використанні цього приладу можуть бути отримані значення X тільки в межах від X_1 до X_2 . Іншими словами, ймовірність отримання значень, менших X_1 і більших X_2 , дорівнює нулю. Ймовірність же отримання відліку в межах від X_1 до X_2 дорівнює одиниці.

Так як повна ймовірність отримати відлік в межах від X_1 до X_2 дорівнює одиниці, то щільність ймовірності $p(x)$ розподілу різних значень вимірюваної величини уздовж всієї шкали приладу однакова:

$$p(x) = \frac{1}{X_2 - X_1} \quad (2.33)$$

З точки зору теорії інформації знання вимірюваної величини до вимірювання може бути представлено графіком розподілу щільності ймовірності $p_1(x)$ уздовж шкали значень x , показаним на рис. 2.5.

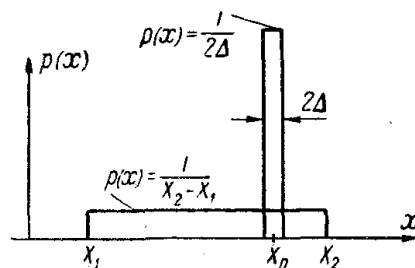


Рис. 2.5. Графік розподілу щільності ймовірності $p(x)$ до і після вимірювань

Після проведення вимірювання отримуємо значення рівне X_{Π} . Однак внаслідок похибки приладу, рівний $\pm\Delta$, ми не можемо стверджувати, що вимірювана величина точно дорівнює значенню X_{Π} . Тому записуємо результат вимірювання у вигляді $X_{\Pi} \pm \Delta$. Це означає, що дійсне значення вимірюваної величини X лежить десь у межах від $X_{\Pi} + \Delta$ до $X_{\Pi} - \Delta$, тобто в межах похибки 2Δ , як показано на рис. 2.5.

З точки зору теорії інформації результат вимірювання полягає лише в тому, що до вимірювання область невизначеності знаходилась в межах від X_1 до X_2 і характеризувалась малою щільністю ймовірності $p_1(x) = 1 / (X_2 - X_1)$, а після вимірювання вона скоротилася до величини 2Δ і характеризується набагато більшою щільністю ймовірності $p_2(x) = 1 / 2\Delta$.

Таким чином, процес вимірювання зводиться до зменшення невизначеності значення шуканої величини.

Теорія інформації наділяє це логічно зрозуміле, але досить розпливчате міркування в строго математичну форму. Формальний прийом для математичного запису цього логічного висновку полягає у визначенні кількості інформації за К.Шенноном (2.5) як зменшення ентропії від значення $H_1(x)$, яке характеризує невизначеність вимірюваної величини перед вимірюваннями, до значення $H_2(x)$.

$$I(x) = H_1(x) - H_2(x) = \log_2 \frac{p_2(x)}{p_1(x)}. \quad (2.34)$$

У наведеному прикладі з рівномірним законом розподілу щільності ймовірності як до, так і після вимірювання вихідна ентропія становить:

$$H_1(x) = - \int_{-\infty}^{+\infty} p(x) \log p(x) dx = - \int_{x_1}^{x_2} \frac{1}{X_2 - X_1} \log \frac{1}{X_2 - X_1} dx = \log(X_2 - X_1). \quad (2.35)$$

Залишкова, або умовна, ентропія результату вимірювання після отримання відліку X_{II} дорівнює:

$$H_2(x) = - \int_{\hat{\sigma}_I - \Delta}^{x_I + \Delta} \frac{1}{2\Delta} \log \frac{1}{2\Delta} dx = \log 2\Delta.$$

Звідси отримана кількість інформації:

$$I(x) = H_1(x) - H_2(x) = \log_2 \frac{p_2(x)}{p_1(x)} = \log_2 \frac{X_2 - X_1}{2\Delta} \quad (2.36)$$

Для вимірювання акустотехнічними методами відстані скористаємось рівняннями приведеними в табл.1.1. Вони пов'язують вимірювану відстань з інформаційними параметрами акустичної хвилі - часом, частотою, фазою. Тоді кількість інформації може бути записана безпосередньо відносно первинного параметру хвилі:

$$\begin{aligned} I(\tau) &= \log_2 \frac{T_2 - T_1}{2\Delta T}; \\ I(F) &= \log_2 \frac{F_2 - F_1}{2\Delta F}; \\ I(\phi) &= \log_2 \frac{\phi_2 - \phi_1}{2\Delta \phi}. \end{aligned} \quad (2.37)$$

Прийняті позначення: $(T_2 - T_1), \Delta T$ - діапазон та похибка вимірювань часу; $(F_2 - F_1), \Delta F$ - діапазон та похибка вимірювання частоти; $(\phi_2 - \phi_1), \Delta \phi$ - діапазон та похибка вимірювань фази. Отриманий результат дає можливість оцінити кількість інформації, яку можна отримати тим чи іншим методом.

2.3. Практикум до розділу 2

1. Маємо символ із 4 букв ($n=4$). Яку кількість інформації може нести повідомлення у двійковій системі числення ($m=2$)?

Розв'язок: Кількість інформації, яке несе символ з n букв:

$$I = \log_2(m^n) = n \log_2 m = 4 \text{ біт}.$$

2. Визначити ентропію системи, що може знаходитись у двох станах, при умові рівної ймовірності станів. (Задача визначення запису у регістр числа 1 або 0)

Розв'язок: Запишемо (2.3) з урахуванням умови рівної ймовірності станів системи:

$$H(Z) = -p(z_1) \log_2 p(z_1) - p(z_2) \log_2 p(z_2) = -2 \cdot \frac{1}{2} \log_2 \frac{1}{2} = 1$$

3. Скільки біт інформації потрібно для передачі алфавіту із $M=32$ символів?

Розв'язок: $I = \log_2(M) = \log_2 32 = 5 \text{ біт}.$

4. Яка інформаційна продуктивність I_s джерела повідомлень в коді ASCII із смугою частот $\Delta f = 10^3$ Гц.

Розв'язок: Відомо, що ентропія кожного символу в коді ASCII

$$H=7, \text{ тому продуктивність джерела: } I_s = H \Delta f = 7 \cdot 10^3 \text{ біт} / \text{с}$$

5. Яка продуктивність I_s формування символів джерела повідомлень в коді ASCII, якщо тривалість символу $\tau = 10^{-3}$ с.

Розв'язок: Відомо, що ентропія кожного символу в коді ASCII

$$H=7, \text{ тому продуктивність джерела: } I_s = H / \tau = 7 \cdot 10^3 \text{ біт} / \text{с}.$$

6. Розрахувати пропускну здатність акустичного каналу C_{AK} за умови, що середня інтенсивність сигналу на приймачі P_z дорівнює потужності шуму P_ξ . Смуга частот каналу - $F=10^3$ Гц.

Розв'язок: Використаємо рівняння (2.22) з урахуванням вихідних

$$\text{значень: } C_{AK} = F \log_2 \left(1 + \frac{P_z}{P_\xi} \right) = 10^3 \log_2 (1 + 1) = 10^3 \text{ біт} / \text{с}.$$

7. Розрахувати пропускну здатність акустичного каналу C_{AK} за присутності сигналу та адитивного білого шуму (завади). Середня інтенсивність сигналу на приймачі P_z в три рази більша потужності шуму P_ξ . Смуга частот пропускання каналу - $F=10^3$ Гц.

Розв'язок: Використаємо рівняння (2.22) з урахуванням вихідних

$$\text{значень: } C_{AK} = F \log_2 \left(1 + \frac{P_z}{P_\xi} \right) = 10^3 \log_2 (1 + 3) = 2 \cdot 10^3 \text{ біт} / \text{с}$$

8. Вивести рівняння для розрахунку енергії сигналу E_z яка потрібна для передачі інформації по АК за наявності гаусового білого шуму потужністю P_ξ . Пропускна здатність каналу $C_{AK} = 2 \cdot 10^3 \text{ біт} / \text{с}$, смуга частот - $F = 10^3 \text{ Гц}$, час передачі - T .

Розв'язок: Відомо, що середня потужність сигналу на вході приймача

дорівнює: $\frac{P_z}{P_\xi} = 2^{\frac{C_{AK}}{F}} - 1 = 3; P_z = 3P_\xi$. Тоді рівняння для енергії сигналу:

$$E_z = P_z T = 3P_\xi T$$

9. На скільки збільшиться пропускна здатність АК якщо відношення СЗ на вході приймача зросте з 20 дБ до 30 дБ. Смуга частот постійна

Розв'язок:

$$\Delta C_{AK} = C_{AK}^{30} - C_{AK}^{20} = F \log_2(10^{0.1 \cdot 30}) - F \log_2(10^{0.1 \cdot 20}) = F \cdot 3.3 \text{ біт} / \text{с}.$$

10. Розрахувати час передачі по АК інформації об'ємом $V = 10^6 \text{ біт}$. Пропускна здатність каналу складає $C_{AK} = 2 \cdot 10^3 \text{ біт} / \text{с}$. Співвідношення СЗ суттєво перевищує 1.

Розв'язок: Використаємо рівняння (2.26) для визначення часу T :

$$V = FTL = FT \log_2\left(\frac{P_z}{P_\xi}\right) \approx FT \log_2\left(1 + \frac{P_z}{P_\xi}\right) = T C_{AK};$$

$$T = \frac{V}{C_{AK}} = \frac{10^6}{2 \cdot 10^3} = 500 \text{ с}$$

11. В морській навігації широко використовуються ехолоти з робочою частотою 100 кГц, та частотною смугою 10 кГц. Чому дорівнює інформаційна швидкість I_r та об'єм V прийнятої ехолотом за $T=1 \text{ с}$ інформації, якщо потужність прийнятого сигналу дорівнює потужності завади P_ξ , яка в 100 раз менше потужності випроміненого сигналу P_m .

Розв'язок: Використаємо рівняння (2.26), (2.29):

$$I_r = F \log_2\left(1 + \frac{P_m}{P_\xi}\right) = 6.7 \cdot 10^4 \text{ біт} / \text{с};$$

$$V = FTL = 10^4 \cdot 1 \cdot \log_2(100) = 6.7 \cdot 10^4 \text{ біт}$$

12. Для дослідження рельєфу дна в гідролокаторі використовуються імпульси тривалістю $\tau = 10^{-3} \text{ с}$. Чому дорівнює пропускна здатність АК

C_{AK} за умови що на вході ЕАП локатора, відношення СЗ становить $L = 20$ дБ? Як зміниться C_{AK} у разі зменшення тривалості імпульсу? Як зміниться C_{AK} у разі зменшення співвідношення СЗ?

Розв'язок: 1) Розрахуємо смугу частот, яку займає імпульс:

$$F = \frac{1}{\tau} = 10^3 \text{ Гц}.$$

2) Пропускна здатність АК:

$$C_{AK} = F \log_2 \left(1 + \frac{P_z}{P_{\xi}} \right) = F \log_2 (1 + 10^{0,1L}) \approx 10^3 \log_2 (10^{0,1 \cdot 20}) = 6.7 \cdot 10^3 \text{ біт / с}$$

3) У разі зменшення тривалості імпульсу смуга частот зростає тому пропускна здатність теж зростає.

13. Інформація про технічний стан трубопроводу, що проходить під водою, передається телеметричною системою по гідроакустичному каналу. Скільки часу T потрібно щоб передати повідомлення із $N=1000$ символів у коді ASCII. Вважати що двійкові числа «1» та «0» формуються імпульсами однієї тривалості $\tau = 10^{-3} \text{ с}$. Відношення СЗ становить $L = 20$ дБ.

Розв'язок: 1) Враховуючи те, що кожний символ в коді ASCII має 7 біт, розрахуємо загальну кількість інформації в повідомленні:

$$I = N \cdot 7 = 7000 \text{ біт};$$

2) Смуга частот, яку займає імпульс тривалості $\tau = 10^{-3} \text{ с}$ дорівнює:

$$F = \frac{1}{\tau} = 10^3 \text{ Гц};$$

3) Кількість інформації, яку треба передати, визначається рівнянням (2.29). Звідки знайдемо час T передачі повідомлення:

$$I = TF \log_2 \left(1 + \frac{P_m}{P_{\xi}} \right) \approx TF \log_2 \frac{P_m}{P_{\xi}} = TF \log_2 (10^{0,1L});$$

$$T = I / F \log_2 (10^{0,1L}) = 7000 / (10^3 \log_2 100) \approx 1 \text{ с}$$

14. Розрахувати кількість інформації $I(x)$ одержаної ультразвуковим вимірювачем відстані з похибкою вимірювання $\Delta \pm 0.5 \cdot 10^{-2} \text{ м}$. Діапазон вимірювання (1-11) м. Шукана величина має рівномірний закон розподілу щільності ймовірності.

Розв'язок: Кількість отриманої інформації знаходимо з (2.36) як зменшення ентропії від значення $H_1(x)$, яка характеризує

невизначеність вимірюваної величини перед вимірюваннями, до апостеріорного значення

$$H_2(x): I(x) = H_1(x) - H_2(x) = \log_2 \frac{p_2(x)}{p_1(x)} = \log_2 \frac{X_2 - X_1}{2\Delta} = 10 \text{ біт}.$$

- 15.** Два ультразвукових вимірювача відстані мають однаковий діапазон вимірювань. Похибки вимірювань визначається відношенням $\Delta_1 / \Delta_2 = 2$. Як відрізняється кількість отриманої інформації?

Розв'язок: Різницю кількості отриманої інформації знаходимо з (2.36)

$$\text{у вигляді: } \Delta I = I_2 - I_1 = \log_2 \frac{X_2 - X_1}{2\Delta_2} - \log_2 \frac{X_2 - X_1}{2\Delta_1} = \log_2 \frac{2\Delta_1}{2\Delta_2} = 1 \text{ біт}.$$

- 16.** На скільки зміниться кількість інформації, якщо щільність ймовірності розподілена рівномірно і зросте від $p_1 = 0.01$ до $p_2 = 0.1$.

Розв'язок: Різницю кількості отриманої інформації знаходимо з (2.36)

$$\text{у вигляді: } I(x) = H_1(x) - H_2(x) = \log_2 \frac{p_2(x)}{p_1(x)} = 3.2 \text{ біт}.$$

- 17.** Як зміниться кількість вимірювальної інформації якщо похибка вимірювань збільшиться $\Delta_2 \geq \Delta_1$?

Розв'язок: Аналізуємо співвідношення для кількості інформації (2.36):

$$\Delta I = I_2 - I_1 = \log_2 \frac{X_2 - X_1}{2\Delta_2} - \log_2 \frac{X_2 - X_1}{2\Delta_1} = \log_2 \frac{2\Delta_1}{2\Delta_2}.$$

- 18.** В результаті проведення вимірювань кількість інформації збільшилась на $I = 3 \text{ біт}$. Розрахувати абсолютну похибку вимірювань, якщо апіорна щільність ймовірності вимірювань рівномірна в інтервалі $[X_1, X_2]$ і дорівнює $p_1(x) = 0.01$.

Розв'язок: Виходячи з визначення кількості інформації (2.36) знаходимо похибку вимірювань:

$$I(x) = \log_2 \frac{p_2(x)}{p_1(x)}; p_2(x) = p_1(x) 2^I = 0.01 \cdot 2^3 \approx 0.1;$$

$$\Delta = \frac{1}{2p_2(x)} = \pm 5.$$

2.4.Контрольні питання та завдання до розділу 2

1. Показати зв'язок між мірою невизначеності К.Шеннона та Р.Хартлі за умови рівної ймовірності станів системи: $p(z_i) = 1 / N, i = 1, N$.
2. Яку кількість інформації може нести повідомлення записане в семи бітному коді ASCII ($m=2, n=7$)?
3. Скільки символів M може мати алфавіт записаний в семи бітному коді ASCII ($m=2, n=7$)?

3. СИГНАЛИ АКУСТИЧНИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ СИСТЕМ

Як відмічалось раніше АІС дозволяють виявити об'єкт спостереження, визначити його лінійні та кутові координати, розрахувати швидкість та траєкторію руху, і в подальшому, ідентифікувати його. Інформацію отримують завдяки контакту акустичних хвиль з об'єктами довкілля. Властивість акустичних хвиль поширюватися в пружних середовищах, не руйнуючи їх структури, роблять їх незамінними при дослідженні фізичних об'єктів. Акустичні хвилі, параметри яких несуть інформацію, називаються акустичними сигналами. Розповсюджуючись акустичні хвилі накопичують інформацію про *просторові, часові та структурні характеристики* довкілля. До просторових характеристик відносять кількість об'єктів спостереження, їх координати та геометричні характеристики. До часових - швидкість та траєкторія руху об'єктів. Структурні характеристики дозволяють визначити фізико-механічний стан, наявність дефектів матеріалів та конструкцій. Приймавши і обробивши акустичні хвилі можна отримати корисну інформацію яку несе сигнал. Параметри акустичного сигналу – амплітуда, частота, фаза, час затримки, форма огинаючої, називають *первинними інформаційними параметрами*. *Вторинними інформаційними характеристиками* є кореляційна функція, спектр частот, функція невизначеності та інші. Характеристики довкілля знаходяться в результаті процедури обробки акустичних сигналів. *Зондуючим сигналом* будемо називати акустичні хвилі, випромінені в пружне середовище з метою дослідження довкілля. Сигнал відбитий від об'єкту спостереження несе корисну інформацію і називається *відбитим сигналом*. Крім відбитого сигналу на вхід приймача поступають акустичні *збурення* - коливання пружного середовища, що виникають та розповсюджуються у довкіллі в результаті дії різних факторів. Ці коливання можуть нести корисну інформацію, тоді їх відносять до шумового сигналу. Наприклад, шум дихання людини, шум гвинтів підводного човна, шум літального апарату,

вібрації механізмів та конструкцій. Акустичні збурення, які корисної інформації не несуть (фонові шуми, реверберація середовища, індустриальні шуми) класифікуються як *завади*.

Акустичний сигнал [3,4] завжди є полем, яке відображає збуджену область пружного середовища, та характеризується звуковим тиском, коливальною швидкістю, інтенсивністю. Математичний запис поля характеризує потенціальна функція, залежна від часових та просторових координат. Для передачі та прийому сигналів в АІС використовується електроакустичний канал (ЕАК), який складається, у простішому випадку, з одного електроакустичного перетворювача (ЕАП) - випромінювача, одного ЕАП – приймача та акустичного каналу (АК). Властивості ЕАК можна записати передаточною комплексною функцією, визначеною як відношення електричного сигналу на виході приймача до електричного сигналу на вході випромінювача. Передаточну функцію представляють у вигляді трьох співмножників - передаточних функцій випромінювача, акустичного тракту та приймача. Ефективність передачі інформації в ЕАК залежить від узгодження характеристик інформаційного сигналу та передаточної функції ЕАК. Особливу увагу треба приділити АК – пружному середовищу, в якому розповсюджуються різні види механічних коливань. Слід враховувати характеристики АК - структуру середовища, коефіцієнти поглинання та розсіювання акустичних хвиль, які потребують оптимізації амплітуди, частоти, форми та тривалості акустичних сигналів. Інформаційні сигнали найчастіше мають параметри відмінні від оптимальних. Тому для передачі корисної інформації по ЕАК необхідно трансформувати сигнал до оптимального, використовуючи операцію *модуляції*. Суть модуляції[11,13] зводиться до формування коливання (частіше всього гармонійного), яке називається *несучим*, та зміни якогось параметру або декількох параметрів коливання (амплітуди, фази, частоти) по закону зміни інформаційного сигналу. Інформаційний сигнал називають *модулюючим*, а результуючі коливання - *модульованим* сигналом. Зворотній процес отримання інформаційного

сигналу з модульованого називається *демодуляцією*. Найбільш відомі амплітудна, фазова, частотна та імпульсна модуляції.

Після просторової обробки в електроакустичному приймачі сигнал трансформується в електричний. Прийнятий сигнал є просторово-часовою функцією та підлягає обробці. На першому етапі проводиться первинна обробка інформації - підсилення, затримка, фільтрація та ін. На другому етапі аналоговий сигнал перетворюється в цифрову послідовність даних, після чого обробка зводиться до математичного представлення сигналу і виконання алгоритмічної операції отримання інформації. Обробка прийнятих сигналів залежить від методу локації. В задачах *активної локації* обробці підлягають трансформовані в електричний сигнал вторинні акустичні хвилі, які виникли в результаті відбиття зондуючої хвилі від об'єкту спостереження. Тому важливо оптимізувати параметри випроміненого сигналу – частоту, тривалість, форму огинаючої, енергію, та відповідним чином побудувати приймальний канал і узгодити його параметри. У задачах *пасивної локації* оперують з первинними акустичними хвилями, які випромінюються об'єктом спостереження. Оптимізації підлягають способи проведення обробки - просторовий, часовий, спектральний або їх комбінація.

В акустичній *активній локації* [3,4] застосовують неперервні та імпульсні сигнали. Використання того чи іншого сигналу залежить від обраного методу локації, який визначається поставленою інженерною задачею. Якщо треба отримати високі метрологічні характеристики, наприклад в задачах вимірювання відстаней з великою точністю, то рекомендують використовувати неперервні коливання з амплітудною або кутовою модуляцією. Для задач дальньої локації, де основна увага приділяється енергетичним характеристикам локаторів, використовуються імпульсна модуляція сигналу. Форма огинаючої імпульсу та його тривалість суттєво впливає на метрологічні характеристики способу. Помилки при виборі характеристик зондуючого сигналу можуть привести до втрат просторової спрямованості та завадостійкості приймача. Розглянемо деякі

операції модуляції акустичних хвиль. У подальшому, для демонстрації операцій по обробці сигналів, використовувалось програмне середовище Matlab[14,15].

3.1. Амплітудна модуляція

Амплітудна модуляція (АМ) – це спосіб передачі інформації тональним сигналом, амплітуда якого залежить від закону зміни інформаційного сигналу. Найбільш розповсюджені види амплітудної модуляції: модуляція з подвійною смугою частот без несучої частоти (DSB-SC, double sidebands-single carrier); модуляція з подвійною смугою частот з несучою частотою (DSB – double sidebands); модуляція з однією боковою смугою частот (SSB – single sideband).

Математичний запис DSB-SC сигналу має вигляд:

$$y(t) = A_0 x(t) \cos(\omega_0 t), \quad (3.1)$$

де $y(t)$ – модульований сигнал; $A_0 \cos(\omega_0 t)$ – несучий сигнал з амплітудою A_0 та частотою ω_0 ; $x(t)$ – модулюючий сигнал, з частотою суттєво меншою за несучу.

Розглянемо АМ коли інформаційний сигнал (рис. 3.1а) є тональним коливанням $x(t) = \cos \Omega t$ з частотою Ω . Тоді модульоване коливання (рис. 3.1б) має дві спектральні компоненти половинної амплітуди з частотами $\omega_0 \pm \Omega$. Спектральна компонента несучої відсутня:

$$y(t) = A_0 \cos(\Omega t) \cos(\omega_0 t) = \frac{A_0}{2} \cos((\omega_0 + \Omega)t) + \frac{A_0}{2} \cos((\omega_0 - \Omega)t) \quad (3.2)$$

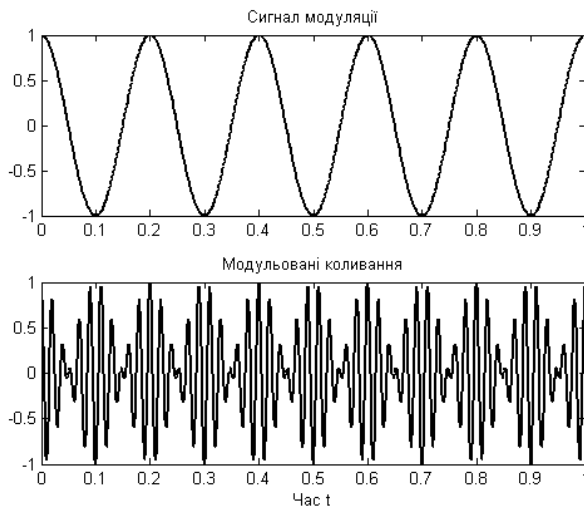


Рис. 3.1. Амплітудна модуляція без несучої у випадку $A_0 = 1$

У загальному випадку, коли інформаційний сигнал $x(t)$ має математичний спектр $\dot{X}(\Omega)$ (рис.3.1а), комплексний спектр модульованого сигналу $\dot{Y}(\omega)$ (рис.3.2б) запишеться у вигляді:

$$\dot{Y}(\omega) = \frac{A_0}{2} \dot{X}(\omega_0 - \Omega) + \frac{A_0}{2} \dot{X}(\Omega + \omega_0). \quad (3.3)$$

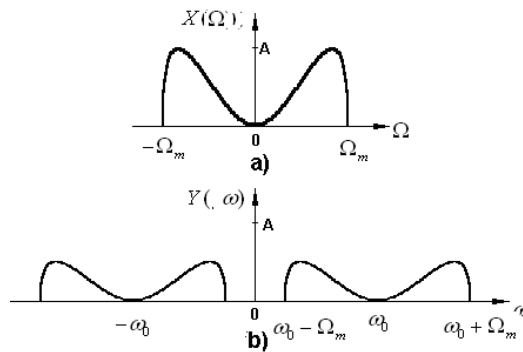


Рис. 3.2. Спектр інформаційного (а) та модульованого (б) сигналів

Частина спектру модульованого амплітудою сигналу в діапазоні частот $[\omega_0, \omega_0 + \Omega_m]$ називається *верхньою смугою частот* (Ω_m - верхня частота інформаційного сигналу), а частина спектру, що знаходиться в діапазоні $[\omega_0, \omega_0 - \Omega_m]$ називається *нижньою смугою частот*. Процес демодуляції полягає в перемноженні прийнятого сигналу на опорний з частотою несучої:

$$r(t) = y(t) \cos \omega_0 t = A_0 x(t) \cos^2 \omega_0 t = \frac{A_0}{2} x(t) + \frac{A_0}{2} x(t) \cos(2\omega_0 t). \quad (3.4)$$

Використавши для обробки результуючого коливання (3.4) фільтр нижніх частот (ФНЧ), отримаємо інформаційний сигнал: $0.5A_0x(t)$.

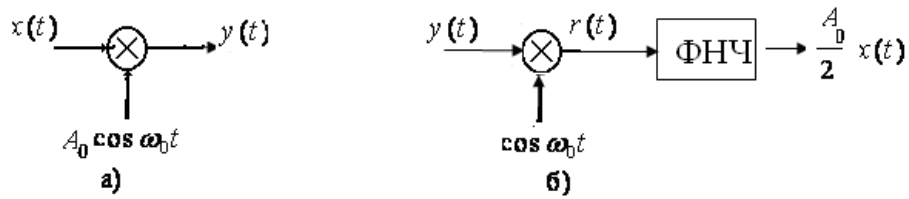


Рис. 3.3. Алгоритми амплітудної модуляції(а) та демодуляції(б) сигналу

На рис 3.3а,б наведені схематичні алгоритми амплітудної модуляції та демодуляції сигналу. Особливість схеми демодуляції наведеної вище є те, що частота сигналу демодуляції ідентична частоті несучого сигналу. Взагалі, ця умова на практиці не виконується, тому що на стороні прийому треба завчасно знати частоту несучої. Щоб обійти цю проблему, процес модуляції змінено так, щоб переданий сигнал включав в себе несучий сигнал. Це досягається використанням алгоритму модуляції з подвійною смугою частот та несучою частотою (DSB):

$$y(t) = A_0 [1 + mx(t)] \cdot \cos(\omega_0 t), \quad (3.5)$$

де $m = A_\Omega / A_0$ - коефіцієнт модуляції, вибирається так, щоб бути менше 1, тобто амплітуда інформаційного сигналу A_Ω не перевищувала амплітуду несучого A_0 . Проаналізуємо спектральний склад такого коливання для тонального інформаційного сигналу $x(t) = \cos \Omega t$. Відкриємо дужки та проведемо тригонометричні перетворення:

$$y(t) = A_0 \left[1 + \frac{A_\Omega}{A_0} \cos \Omega t \right] \cdot \cos(\omega_0 t) =$$

$$A_0 \cos(\omega_0 t) + \frac{A_0 m}{2} [\cos(\omega_0 + \Omega)t + \cos(\omega_0 - \Omega)t]. \quad (3.5)$$

АМ сигнал (3.5) складається з трьох гармонійних складових. Одна з компонент спектру є несучим коливанням з частотою ω_0 та амплітудою A_0 .

Дві бічні компоненти мають однакову амплітуду $0.5A_0m$ пропорційну коефіцієнту модуляції та симетричні відносно несучої частоти $\omega_0 - \Omega$ та $\omega_0 + \Omega$. Рис. 3.4 демонструє вигляд АМ (DSB) модуляції для різних значень коефіцієнта модуляції.

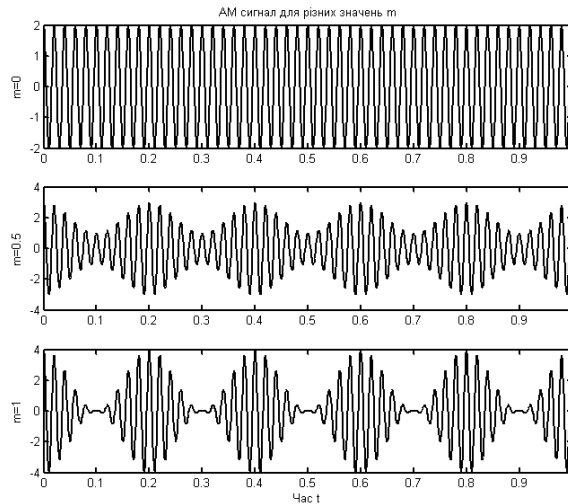


Рис. 3.4. Амплітудна модуляція для значень коефіцієнта модуляції $m = 0, 0.5, 1$

Процес демодуляції полягає в перемноженні прийнятого сигналу на опорний, який передається разом з АМ коливаннями:

$$r(t) = A_0 [1 + mx(t)] \cos^2(\omega_0 t) = \frac{A_0}{2} + \frac{A_0}{2} mx(t) + \frac{A_0}{2} [1 + mx(t)] \cos(2\omega_0 t). \quad (3.6)$$

Використавши смуговий фільтр (СФ), налаштований на смугу частот інформаційного сигналу, отримаємо інформаційне повідомлення $0.5A_0mx(t)$, амплітуда якого пропорційна коефіцієнту модуляції та досягає максимуму при $m = 1$. Схеми обробки сигналів приведено на рис.3.5а,б.

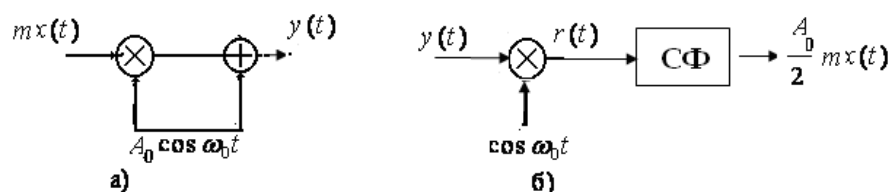


Рис. 3.5. Алгоритми амплітудної модуляції(а) та демодуляції(б) сигналу із збереженням несучої частоти

Розглянутий вище спектр частот АМ сигналу без несучої (рис.3.2) має дві бокові смуги частот, які є дзеркальним відображенням одна одної та несуть одну і ту ж інформацію. Тому для економії енергетичних та частотних ресурсів слід одну із смуг видалити. Отримаємо амплітудно-модульований сигнал з *однією боковою смугою частот (SSB)*. Видалити можна як верхню так і нижню бокові смуги, все залежить від робочої смуги частот ЕАП, яку оптимізують під поставлену задачу з урахуванням фізичних властивостей акустичного каналу.

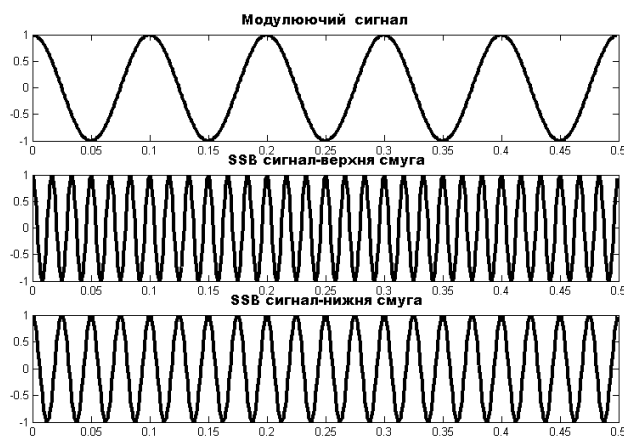


Рис.3.7. Приклад АМ з однією бічною смугою частот

Для формування одно смужової модуляції використовують алгоритм на основі перетворення Гілберта [13]. Суть цієї процедури зводиться до наступних кроків. Із інформаційного сигналу $x(t)$ завдяки перетворенню Гілберта формується аналітичний: $x_a(t) = x(t) + jx_q(t)$, де $x_q(t)$ - результат перетворення Гілберта, застосованого до сигналу $x(t)$. Далі аналітичний сигнал помножують на $\exp(j\omega_0 t)$, отримують односторонній спектр з верхньою смугою частот. Щоб перейти від комплексного сигналу до фізичного треба взяти дійсну складову аналітичного сигналу. Для одностороннього спектру з нижньою смугою частот аналітичний сигнал помножують на $\exp(-j\omega_0 t)$. Математичний запис перетворень приведено нижче:

$$y(t) = \text{Re}[(x(t) + jx_q(t))\exp(\pm j\omega_0 t)] = x(t)\cos(\omega_0 t) \mp x_q(t)\sin(\omega_0 t). \quad (3.7)$$

Приклад АМ з однією бічною смугою приведено на рис.3.7. У якості інформаційного сигналу взято $x(t) = \cos \Omega t$.

Демодуляція односмугового сигналу не відрізняється від демодуляції АМ сигналів розглянутих вище:

$$\begin{aligned} r(t) &= y(t) \cos(\omega_0 t) = [x(t) \cos(\omega_0 t) m x_q(t) \sin(\omega_0 t)] \cos(\omega_0 t) = \\ &= \frac{1}{2} x(t) + \frac{1}{2} x(t) \cos(2\omega_0 t) m \frac{1}{2} x_q(t) \sin(2\omega_0 t) \end{aligned} \quad (3.8)$$

Результат множення має дві складові. Перша складова - інформаційний сигнал, а друга – односмуговий сигнал (див.3.7) з подвоєною несучою частотою $2\omega_0$. Кінцева обробка зводиться до фільтрування інформаційного сигналу за допомогою ФНЧ. Схеми алгоритмів односмугової модуляції (а) та демодуляції (б) сигналів приведена на рис.3.8.

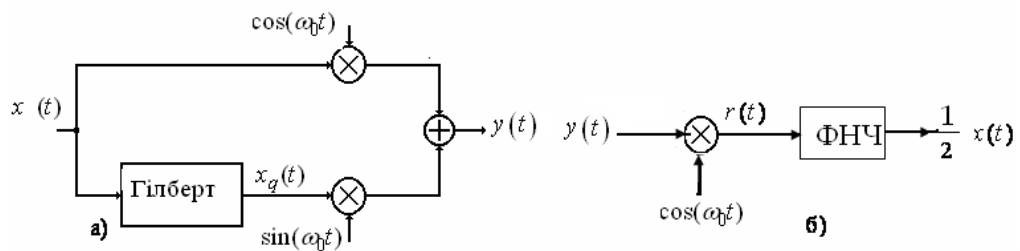


Рис.3.8. Схематика односмугової модуляції (а) та демодуляції (б) сигналів

3.2. Кутова модуляція

В додатках технічної акустики (особливо в гідроакустиці) використовують широкосмугові зондуючі хвилі, які підвищують інформативність сигналу. Пристрої, побудовані на основі методів широкосмугової локації, дозволяють збільшити роздільну здатність локації та зменшити похибку вимірювання відстані до об'єкту спостереження. Такий результат досягається завдяки алгоритмам зменшення тривалості відбитих сигналів у спеціальних узгоджених з сигналом фільтрах. Підвищується завадостійкість приймача, що дозволяє виявляти сигнали набагато менші по інтенсивності ніж завади. Більш ефективним є використання потужності випромінювача, тому що короткі у часі сигнали з великою імпульсною

потужністю замінюються на тривалі сигнали з меншою потужністю і тією ж енергетикою.

Розглянемо деякі види широкосмугових сигналів, записавши їх у вигляді:

$$y(t) = A(t) \cdot \cos(\omega(t)t + \varphi(t))$$

Сигнал має три параметри, кожний з яких може модулюватись інформаційним сигналом. Модуляція першого параметру – амплітуди, була розглянута вище. Аргумент функції $\cos(\omega(t)t + \varphi(t))$ може модулюватись або частотою, або фазою як окремо так і одночасно. Зміна частоти $\omega(t)$ інформаційним сигналом називається *частотною модуляцією* (ЧМ) сигналу. Зміна фази $\varphi(t)$ по закону модулюючого сигналу називається *фазовою модуляцією* (ФМ) сигналу. Загальна назва - *кутова модуляція* (КМ). Розглянемо зв'язок між ЧМ та ФМ на прикладі модуляції фази гармонійним сигналом $x(t) = \cos \Omega t$:

$$\varphi(t) = \beta \cos \Omega t.$$

Коефіцієнт β називається індексом кутової модуляції. Повна фаза $\psi(t)$ дорівнює:

$$\psi(t) = \omega_0 t + \varphi(t) = \omega_0 t + \beta \cos \Omega t.$$

Модульований сигнал запишеться у вигляді:

$$y(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \beta \cos \Omega t). \quad (3.9)$$

Запишемо вираз для миттєвої частоти, скориставшись відомим зв'язком між частотою та фазою:

$$\omega(t) = \frac{d\psi(t)}{dt} = \omega_0 - \beta \Omega \sin \Omega t = \omega_0 - \omega_\delta \sin \Omega t.$$

Із запису видно, що частота змінюється також по гармонійному закону з амплітудою частоти яка називається *девіацією частоти* ω_δ :

$$\omega_\delta = \beta \Omega. \quad (3.10)$$

Отримавши вираз для миттєвої частоти запишемо ЧМ сигнал:

$$y(t) = A_0 \cos(\omega_0 - \omega_\delta \sin \Omega t) t. \quad (3.11)$$

У випадку ФМ коефіцієнт β не залежить від частоти Ω модулюючого сигналу. Девіація частоти пропорційна частоті модулюючого сигналу:

$$\beta = \text{const}; \omega_\delta = \beta \Omega.$$

Для ЧМ характеристичним параметром є частота девіації, а індекс ФМ обернено пропорційний частоті Ω :

$$\omega_\delta = \text{const}; \beta = \frac{\omega_\delta}{\Omega}.$$

З наведеного вище прикладу зрозуміло, що при гармонійній кутовий модуляції не можна зробити висновок який вид модуляції використовується ЧМ або ФМ. Різницю можна спостерігати при зміні частоти модулюючого сигналу, наприклад для пилоподібного закону зміни частоти.

У локаційних задачах спостереження та вимірювання відстані найбільш поширений метод частотної модуляції, де частота змінюється по лінійному закону, який був розглянутий у розділі 1. Миттєва частота модульованого сигналу змінюється за законом:

$$\omega(t) = \omega_0 + \mu \cdot t,$$

де ω_0 - несуча частота; $\mu = \omega_\delta / T$ - параметр частотної модуляції: T - період модуляції, що дорівнює періоду локації. За час, що дорівнює періоду модуляції сигналу, миттєва частота змінюється лінійно на величину:

$$\omega_{\delta} = \mu T .$$

Повна фаза сигналу за проміжок часу знаходиться як:

$$\psi(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \int_0^t (\omega_0 + \mu \cdot t) dt = \omega_0 t + \mu \frac{t^2}{2}.$$

Запишемо сигнал лінійної ЧМ на часовому проміжку T :

$$y(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \mu \frac{t^2}{2}) = A_0 \cos(\omega_0 t + \frac{\omega_{\delta}}{T} \frac{t^2}{2}).$$

Вигляд ЧМ сигналу з лінійною модуляцією частоти показано на рис. 3.9.

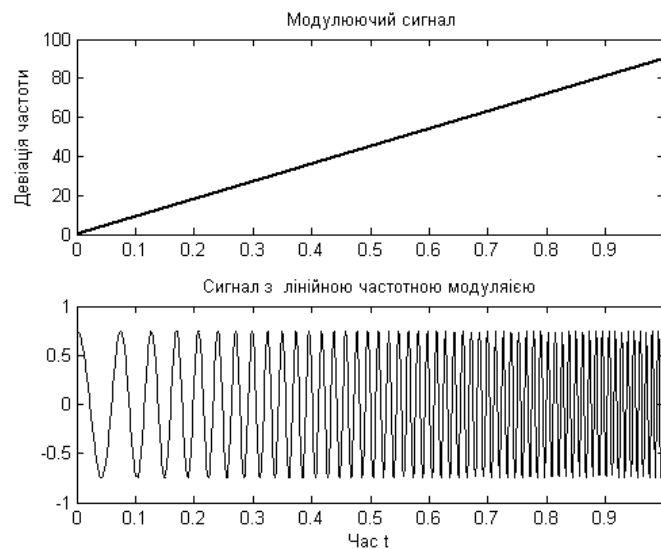


Рис. 3.9. Лінійна частотна модуляція сигналу

3.3.Локаційні сигнали з імпульсною модуляцією

В акустичній локації, завдяки можливості забезпечити порівняно простими засобами одночасне спостереження та визначення дальності багатьох об'єктів при мінімальних енергетичних затратах, найбільш поширений метод імпульсної модуляції. В перших локаційних пристроях використовувались електричні сигнали у вигляді імпульсів без несучої (відео імпульси), що подавались на випромінювач. Збудження випромінювача відео

імпульсом мало ряд недоліків, які пояснюються викладками приведеними в [13] та наведеними нижче.

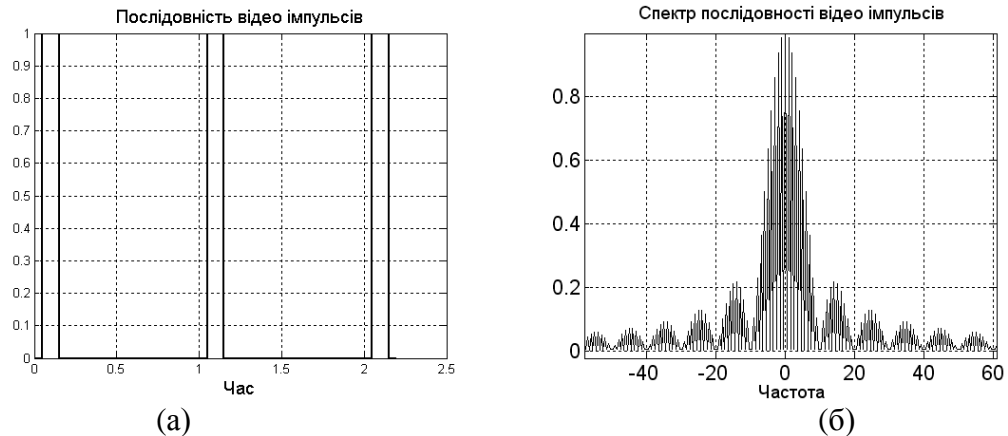


Рис. 3.10. Періодична послідовність імпульсів (а) та її амплітудний спектр(б)

Розглянемо періодичну послідовність (з періодом T) відео імпульсів прямокутної форми (рис.3.10а) тривалістю τ та амплітудою A_0 . Запишемо послідовність у вигляді ряду Фур'є:

$$y(t) = A_0 \frac{1}{k} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2A_0}{\pi n} \sin\left(\frac{n\pi\tau}{T}\right) \cos(2\pi n F t) =$$

$$A_0 \frac{1}{k} + \frac{2A_0}{k} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{k}{\pi n} \sin\left(\frac{n\pi}{k}\right) \cos(2\pi n F t) = A_0 \frac{1}{k} + \frac{2A_0}{k} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\pi / k)}{n\pi / k} \cos(2\pi n F t), \quad (3.12)$$

де $k = T / \tau$ та $F = 1 / T$ - коефіцієнт заповнення та частота періодичної імпульсної послідовності відповідно. Із аналізу отриманого ряду (3.12) можна зробити висновок, що коефіцієнти ряду (в подальшому амплітудний спектр послідовності, або просто спектр) (рис.3.10б), має нескінченну кількість гармонійних складових з частотами кратними частоті формування імпульсів F та амплітудами, що змінюються за законом $\sin x / x$. Тому властивості спектру, перераховані нижче, описуються властивостями функції, графічне зображення якої приведено на рис.3.11.

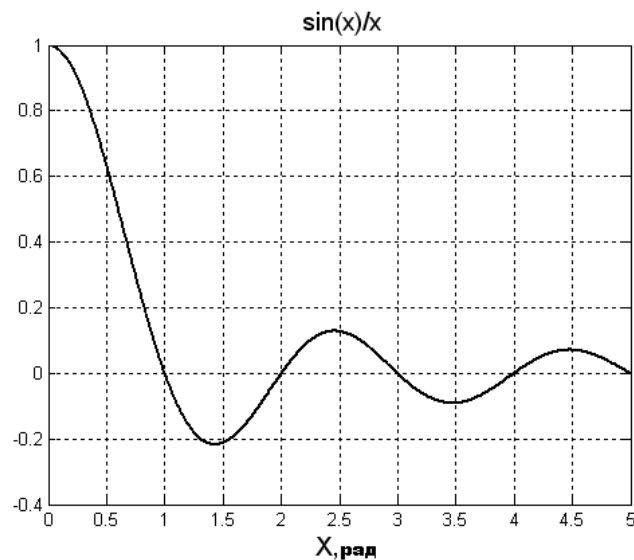


Рис.3.11. Графік функції $\sin x / x$

Гармонічні складові спектру розташовані один від одного на відстані F . Число гармонійних складових у спектрі буде збільшуватися у разі збільшення періоду T слідування імпульсів. При цьому енергетика окремої складової повинна зменшитись, щоб загальна енергетика зберігалась постійною.

Звуження або розширення спектральної функції $\sin x / x$ пропорційне збільшенню або зменшенню тривалості імпульсу. Збільшення тривалості імпульсу приводить до звуження спектру, а зменшення його тривалості приводить до розширення.

Перша компонента спектру, постійна складова $y_0 = A_0 k$. Амплітуди інших компонент пропорційні амплітуді імпульсу A_0 та змінюються у відповідності до функції $\sin x / x$.

Якщо обвідна імпульсу відмінна від прямокутної (трикутна, трапеція), то спектральна функція розширюється із зменшенням бокових пелюстків. Отримані результати дозволяють зробити висновок, що основна енергія періодичної послідовності відео імпульсів концентрована в області низьких частот. Цей факт викликає суттєві труднощі при розробці низькочастотних ЕАП. Відомо, що для ефективного спрямованого випромінювання(прийому) розмір перетворювача повинен в декілька разів перевищувати довжину хвилі, тобто бажано мати великий хвильовий розмір. Тому для отримання

інформаційного сигналу на НЧ слід мати значні за розміром та масою перетворювачі, що технічно важко реалізувати.

Слід також пам'ятати що акустичні відео імпульси – асиметричні збудження, генерувати у пружному середовищі неможливо. Це пояснюється тим, що акустичні коливання це механічні коливання часток середовища відносно рівноважного стану. В акустичній хвилі звуковий тиск приймає як додатне так і від'ємне значення по відношенню до постійно діючого тиску. Усяке збудження носить характер осцилюючого затухаючого коливання. Електричні відеосигнали використовуються в локаторах для збудження випромінювача. При цьому випромінювання відбувається в частотному діапазоні перетворювача, який частіше всього знаходиться у високочастотній смузі спектру відео сигналу. Тому енергія акустичного сигналу, що випромінюється, буде становити лише частину енергії електричного імпульсу. Тим самим погіршуються енергетичні та метрологічні характеристики локатору. Уникнути цих недоліків можна використовуючи імпульсні сигнали які мають заповнення з частотами ,які узгоджені із смугою частот ЕАП.

Періодичні прямокутні імпульси (рис. 3.12) тривалістю τ , амплітудою A_0 та несучим сигналом $\sin \omega_0 t$ випромінюються з частотою $\Omega = 2\pi F$ представимо у вигляді ряду [5]:

$$\begin{aligned}
 y(t) &= A_0 \frac{\tau}{T} \sin(\omega_0 t) + A_0 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(\frac{n\pi\tau}{T})}{\pi n} \sin(\omega_0 + n\Omega)t + A_0 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(\frac{n\pi\tau}{T})}{\pi n} \sin(\omega_0 - n\Omega)t = \\
 &= A_0 \frac{1}{k} \sin(\omega_0 t) [1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\pi / k)}{n\pi / k} \sin(n\Omega t)]
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

Аналіз спектру амплітуд показує, що спектр дискретний, має дзеркальну симетрію відносно частоти несучої ω_0 . Амплітуда спектральних компонент змінюється по закону $\sin x / x$ з максимум у точці, яка відповідає частоті несучої. Порівняння спектрів (3.12) та (3.13) дає змогу зробити

висновок, що сигнал з несучою зміщує спектр відео імпульсів у область високих частот.

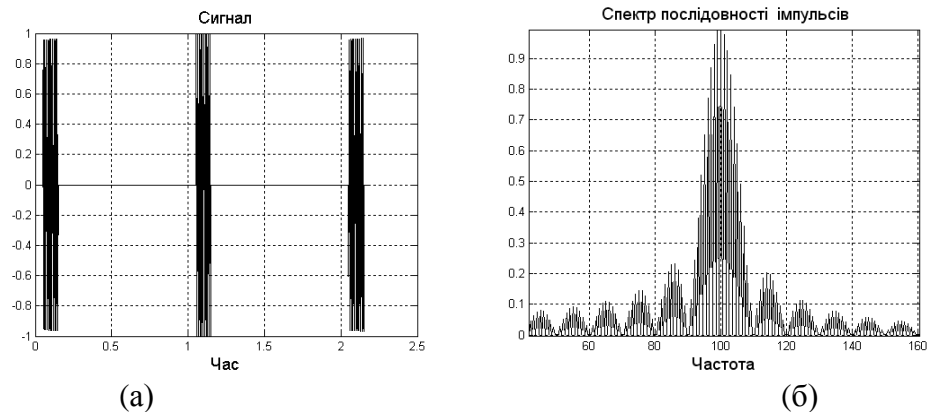


Рис. 3.12. Періодична послідовність імпульсів з несучою (а) та її спектр(б)

Розглянемо переваги імпульсів з несучою частотою.

1. Одна із головних переваг полягає у великій енергоємності сигналу з несучою. Якщо частотний діапазон перетворювача та сигналу узгоджені, то використовується практично всі спектральні компоненти імпульсу з несучою, що збільшує дальність роботи локатора, підвищує його завадостійкість.
2. Усі компоненти імпульсу з несучою переносять інформацію на відміну від відео імпульсів. Пояснюється це тим, що відео імпульси мають НЧ компоненти частотного спектру сигналу з великою довжиною акустичних хвиль. Акустичні хвилі великої довжини огинають перешкоди частково відбиваються від них, що зменшує енергію відбитого сигналу та погіршує характеристики виявлення об'єкту. Імпульси з несучою мають більш круті фронти, краще відбиваються від перешкод, мають більшу енергетику що дозволяє отримати хороші метрологічні характеристики вимірювання відстані та, кутових координат. Виграш сигналів з несучою по енергетиці може бути оцінено наступним співвідношенням:

$$K = \frac{\omega_0}{\Omega} \quad (3.14)$$

3. Важливою перевагою імпульсу з несучою є те, що можна використовувати ЕАП невеликих розмірів із направленою просторовою характеристикою у всьому спектрі частот сигналу. Зрозуміло, що при випромінюванні (прийомі) відео імпульсів невеликий за розмірами ЕАП був би всенаправлений на НЧ, що унеможливило визначення пеленгу на об'єкт. Таким чином можна зробити висновок, що в задачах імпульсної акустичної локації найбільший виграш по енергетиці, завадостійкості, метрологічним характеристикам дають імпульсні сигнали з несучою.

Електричні імпульси без несучої широко використовуються для збудження ЕАП. Враховуючи те, що перетворювач є електромеханічною коливальною системою, то дія на нього електричного імпульсу (електричного удару) приводить до виникнення механічних затухаючих коливань на резонансній частоті ω_0 . У спрощеному вигляді такого роду збудження мають вигляд гармонійного затухаючого коливання:

$$y(t) = A_0 \exp(-\alpha t) \sin \omega_0 t. \quad (3.15)$$

Спектр $\dot{Y}(\omega)$ записується згідно [13] функцією, яка враховує коефіцієнт затухання α :

$$\dot{Y}(\omega) = \frac{A_0}{(\alpha + j\omega)} \quad (3.16)$$

Затухаючі коливання (3.15) показані на рис. 3.13а та мають обвідну спектру дзеркально симетричну відносно частоти ω_0 (рис. 3.13б).

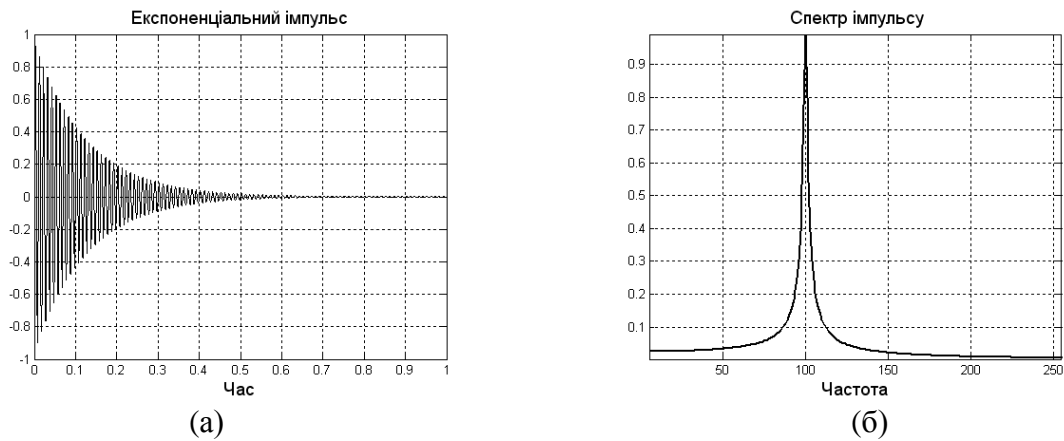


Рис. 3.13. Коливання з експоненціальною огибаючою (а) та його спектр (б)

Періодичну послідовність експоненціальних імпульсів з частотою слідування Ω зручно представити у вигляді ряду [5]:

$$\begin{aligned}
 y(t) = & A_0 \frac{\Omega}{\alpha} \sin(\omega_0 t) + A_0 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n\sqrt{\alpha^2 + \Omega^2}} \sin(\omega_0 + n\Omega)t + \\
 & + A_0 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n\sqrt{\alpha^2 + \Omega^2}} \sin(\omega_0 - n\Omega)t
 \end{aligned}
 \quad (3.17)$$

Високочастотні складові спектру мають суттєво менші значення амплітуд, що обумовлюється наявністю затухання α . Таким чином ефективна смуга частот інформативного сигналу звужується і потребує вужчу амплітудно-частотну характеристику АК. Звуження частотної смуги збільшує кількість частотних каналів та підвищує завадостійкість приймача. Рекомендується використовувати (там де не потрібні значні метрологічні характеристики) сигнали з несучою частотою та пологими обвідними. Враховуючи те, що механічні перетворювачі мають обмежений діапазон частот, і не можуть повністю відтворити теоретично безмежний спектр сигналу, то акустичні зондуючі імпульси мають «згладжені» фронти. Крім того АК має частотно залежну характеристику поглинання. Для більшості середовищ поглинання зростає з ростом частоти, що приводить до звуження спектру та згладжування фронтів імпульсів.

3.4.Обробка прийнятих акустичних сигналів

Акустичні сигнали, що були сформовані як детерміновані зондуючі акустичні хвилі, після проходження в АК змінюються. Характеристики прийнятих сигналів – амплітуда, частота, фаза, час затримки, форма огинаючої, суттєво відрізняються від характеристик зондуючого сигналу. Розповсюджуючись хвилі деформуються, параметри хвиль стають випадковими величинами флюктуючими в часі і просторі. Для обробки прийнятих сигналів використовують *часовий, частотний та кореляційний методи*. Часова обробка полягає у встановленні проміжку часу в якому може з'явитись сигнал, аналізу його амплітуди та форми огинаючої. Частотна обробка зводиться до отримання частотного спектру сигналу та аналізу його особливостей з застосуванням статистичної обробки для сигналів отриманих в різні моменти часу. Кореляційна обробка встановлює зв'язок між випроміненим та відбитим сигналами в активній локації або прийнятими сигналами в задачах пасивної локації.

Найбільш розповсюдженим інструментом для спектрального аналізу як неперіодичних так і періодичних сигналів [13] є пара перетворень Фур'є. Якщо сигнал позначимо як $x(t)$, а спектр $\dot{X}(\omega)$, то зв'язок між ними:

$$\begin{aligned}\dot{X}(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt, \\ x(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}(\omega)e^{j\omega t} d\omega.\end{aligned}\tag{3.18}$$

Комплексний спектр представимо у вигляді:

$$\dot{X}(\omega) = |\dot{X}(\omega)| e^{-j\varphi(\omega)}.$$

Модуль комплексної спектральної функції $|\dot{X}(\omega)|$ називається *амплітудним спектром*, а її аргумент $\varphi(\omega)$ - *фазовим спектром*. Пряме перетворення Фур'є ставить у відповідність сигналу, заданому в часі, його

спектральну функцію. Перетворення Фур'є є взаємно однозначним, тому інформація з часової області трансформується у частотну без втрат. Раніше, при дослідженні методів модуляції, сигнали представлялись у вигляді рядів Фур'є. Коефіцієнти такого ряду є не чим іншим як амплітудно- частотним спектром періодичного коливання.

Порівнюючи спектральні компоненти зонduючого та відбитих сигналів можна отримати інформацію про поглинаючі характеристики АК, оцінити геометрію та форму об'єкту локації, визначити швидкість його руху. В задачах пасивної локації (діагностиці механізмів, виявленні та пеленгуванні об'єктів) використовують частотний аналіз разом із статистичною обробкою.

Кореляційний метод обробки направлений на визначення зв'язку між сигналами в задачах активної та пасивної локації. Математичною мірою зв'язку процесів є *кореляційна функція* (КФ), що характеризує зв'язок між сигналами розділеними інтервалом часу. Кореляційний аналіз сигналів зводиться до визначення залежності КФ від *часу затримки* τ одного із сигналів. Чим більше значення приймає функція тим більша подібність сигналів. Математичні співвідношення, що визначають КФ приведені нижче:

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot x(t - \tau) dt . \quad (3.19)$$

Кореляційна функція має декілька важливих властивостей.

Для $\tau = 0$ значення кореляційної функції досягає максимуму та дорівнює енергії сигналу: $R(0) = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt .$

Кореляційна функція парна відносно свого аргументу: $R(\tau) = R(-\tau) .$

Для порівняння двох сигналів $x_1(t)$ та $x_2(t)$ використовують взаємну кореляційну функцію(ВКФ):

$$R_{12}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x_1(t) \cdot x_2(t - \tau) dt . \quad (3.20)$$

По ВКФ , використавши перетворення Фур'є, можна знайти *взаємну спектральну густину потужності сигналів*, яку інколи називають *взаємним спектром(BC)*:

$$\dot{X}_{12}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{12}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (3.21)$$

BC двох сигналів є результатом перемноження спектру одного сигналу $\dot{X}_1(\omega)$ на комплексно спряжену величину спектру $\dot{X}_2^*(\omega)$ іншого:

$$\dot{X}_{12}(\omega) = \dot{X}_1(\omega) \dot{X}_2^*(\omega) \quad (3.22)$$

З цього співвідношення можна зробити важливий висновок: якщо спектри двох сигналів не перекриваються то їх взаємний спектр дорівнює нулю, а значить нулю дорівнює і ВКФ. Тобто сигнали, *спектри яких не перекриваються, є некорельованими*. Якщо взяти ВКФ одного і того ж сигналу то отримаємо з (3.22) енергетичний спектр сигналу:

$$\dot{X}_1(\omega) \dot{X}_1^*(\omega) = |X_1(\omega)|^2.$$

ВКФ двох сигналів може бути знайдена через обернене перетворення Фур'є від функції їх взаємного спектру:

$$R_{12}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}_{12}(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (3.23)$$

Зробивші нескладні перетворення в (3.23) та поклавши $x_1(t) = x_2(t) = x(t)$ і $\tau=0$ отримаємо рівність Парсеваля, яка встановлює еквівалентність розрахунків енергії сигналу проведених у часовій і частотній областях:

$$\int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{X}(\omega)|^2 d\omega. \quad (3.24)$$

Ефективне значення спектру сигналу Δf_{ef} оцінюють із співвідношення повної енергії сигналу до квадрату максимального значення його амплітудного спектру $|\dot{X}_m(\omega)|^2$:

$$\Delta f_{ef} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{X}(\omega)|^2 d\omega}{2\pi |\dot{X}_m(\omega)|^2}. \quad (3.25)$$

Ефективне значення тривалості імпульсу δ_{ef} оцінюють як тривалість імпульсу прямокутної форми з амплітудою $X_m = 1$:

$$\delta_{ef} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt}{X_m^2} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |\dot{X}(\omega)|^2 d\omega. \quad (3.26)$$

Для зручності аналізу в подальшому, будемо використовувати нормовані значення КФ та ВКФ, завчасно відкинувши в позначенні нормованих функцій символ "*":

$$R^*(\tau) = \frac{R(\tau)}{R(0)}; R_{12}^*(\tau) = \frac{R_{12}(\tau)}{R_{12}(0)}.$$

Для числової характеристики часового інтервалу подібності процесів використовують інтервал кореляції τ_0 , який визначається по спаду кореляційної функції на 10% від свого максимуму [3].

Методи кореляційного аналізу не дають додаткової інформації в порівнянні з спектральною обробкою. Однак у деяких випадках вони дозволяють прискорити або полегшити аналіз.

3.5. Акустичні шуми

На вхід приймача крім інформаційних сигналів також потрапляють акустичні хвилі, які називаються акустичними *шумами*. Акустичні *шуми* [3] - це випадкові процеси, викликані рухом, коливанням внутрішніх структур

пружного середовища під дією зовнішніх і внутрішніх фізичних, хімічних, біологічних факторів. Ці хвилі можуть нести корисну інформацію, тоді їх відносять до *шумового сигналу*. Наприклад шум дихання людини, шум гвинтів підводного човна, шум літальних апаратів, вібрації механізмів та транспортних засобів можуть бути корисними в задачах виявлення та пеленгування. Шуми, які корисної інформації не несуть та погіршують метрологічні характеристики локатора класифікуються як *завади*. Акустичні шуми за походженням класифікуються як пасивні та активні. До *активних шумів(завад)* відносяться сигнали, викликані внутрішніми фізичними, хімічними, біологічними процесами, що відбуваються в пружних середовищах. Так, наприклад, в океанах джерелами таких шумів є хвильовий рух поверхні, підводні течії, шум прибою, дощу, біологічна життєдіяльність океану і т.п.

Пасивні шуми виникають в результаті впливу акустичного зондуючого сигналу на пружне середовище - це так звана об'ємна або поверхнева *реверберація*. Пасивні шуми породжуються розсіюванням акустичних хвиль на неоднорідностях середовища, поперечний розмір яких більше $1/100$ довжини хвилі, а також відбиттям акустичних хвиль від шарів і границь суміжних середовищ. Вони відносяться до нестационарних процесів, параметри яких змінюються з часом. Введення регулювання підсилення у часі переводить процес з нестационарного в стаціонарний.

Акустичне шумове поле виникає в кожній точці простору за рахунок суперпозиції хвиль різних джерел шумів. Кожне джерело має свої часові та спектральні характеристики, свою амплітуду та енергію. Якщо характеристики шумового процесу не змінні у часі, то такий процес називається стаціонарним. В іншому випадку акустичне поле нестационарне. Прикладом нестационарного шуму є реверберація, характеристики якої з часом спадають. Якщо характеристики шуму незмінні у просторі то таке поле називається ізотропним.

Як зазначалось раніше методи акустичної локації, які оперують з первинним акустичним полем, що випромінюється об'єктом спостереження та визначаються як акустичні шуми, відносяться до пасивних. Враховуючи випадковість виникнення шумів, флуктуацію параметрів сигналу в АК найбільш доцільно описувати та визначати характеристики випадкового процесу (ВП) математичним апаратом теорії ймовірності. Часто відомі деякі параметри акустичного сигналу (тиск, коливальна швидкість), за якими можна провести оцінку статистичних властивостей сигналу. Такий підхід може дати хороший результат, якщо виконуються умови ергодичності. Відомо[13] що випадковий стаціонарний процес є ергодичним, якщо всі його статистичні властивості можуть бути знайдені на основі однієї реалізації даного процесу досить великої тривалості. До таких ВП відносяться стаціонарні акустичні шуми, завади та деякі сигнали. Тому характеристики акустичних сигналів будемо знаходити з аналізу однієї реалізації процесу досить великої часової тривалості T .

Розглянемо основні характеристики випадкового процесу:

1) *Середнє значення* – статична складова ВП $x(t)$:

$$m_x = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt . \quad (3.27)$$

2) *Середнє значення квадрата $x(t)$* характеризує повну потужність ВП:

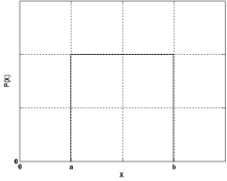
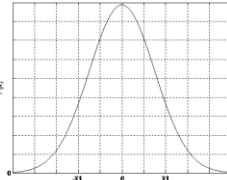
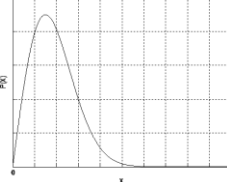
$$\psi_x^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt .. \quad (3.28)$$

3) *Дисперсія* характеризує динамічну складову потужності ВП:

$$\sigma_x^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T (x(t) - m_x)^2 dt . \quad (3.29)$$

4) Найбільш повно ВП характеризує закон розподілу *щільності ймовірності* $p(x)$. Для моделей акустичного сигналу найбільш поширені рівномірний, Гауса, Релея закони розподілу щільності ймовірності (табл. 3.1).

Табл. 3.1. Деякі найбільш поширені в акустичній локації закони розподілу щільності ймовірності ВП

Закон	Математичний запис	Рисунок
Рівномірний	$p(x) = \begin{cases} \frac{1}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 0 & b \leq x \leq a \end{cases}$	
Гауса	$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}\right)$	
Релея	$p(x) = \frac{x}{\sigma_x^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}\right), x \geq 0$	

5) Важливою характеристикою шумів є *спектральна щільність потужності* N_0 – це сумарна потужність (інтенсивність) всіх акустичних шумів, що припадають на смугу частот в 1 Гц. Якщо акустичний шум $x(t)$ має на виході ЕАП ефективне значення електричної напруги $U(t)$, то середня потужність що виділяється на резисторі з електричним опором в $\rho = 10 \text{ Ом}$ у смузі частот $\Delta f = 1 \text{ Гц}$ і буде спектральною щільністю потужності:

$$N_0 = \frac{U(t)^2}{\rho \Delta f} = \frac{U(t)^2}{\Delta f}, \frac{\text{Вт}}{\text{Гц}} \quad (3.30)$$

Спектральна щільність потужності в загальному випадку $N(\omega)$ є залежною від частоти. Для «білого» шуму, наприклад, $N(\omega) = N_0$ і не залежить від частоти. В інженерних задачах архітектурної акустики на ряду з білим шумом використовується і «рожевий» шум, який має $N(\omega) = N_0 / \omega$.

Для моделювання акустичних шумів в прикладних задачах акустики використовують різні моделі випадкових процесів, які відтворюють реальні фізичні умови та ситуації.

Зв'язок між спектральною щільністю потужності і кореляційної функцією шумового ВП $R_x(\tau)$ задається парою перетворень Фур'є:

$$\begin{aligned} N(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau, \\ R_x(\tau) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} N(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \end{aligned} \quad (3.31)$$

Якщо білий шум теоретично в смузі частот не обмежений, то відповідно до теореми Вінера - Хінчина кореляційна функція ВП буде дельта – функцією:

$$R_x(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} N(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega = \frac{N_0}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega\tau} d\omega = N_0 \delta(\tau). \quad (3.32)$$

Дельта функція визначена тільки для $\tau = 0$, тобто подібність шуму до самого себе зміщеного у часі на $|\tau| > 0$, відсутня. Чим вужче частотна смуга Δf шуму тим більше інтервал кореляції: $\tau_0 = 1 / \Delta f$.

Акустичні шуми можуть бути статистично залежні або незалежні. Відсутність зв'язку може мати місце у тому випадку коли щільність ймовірності $p(x_1)$ одного ВП не залежить від того яке значення $p(x_2)$ прийме інший ВП. Взаємна щільність ймовірності запишеться у вигляді:

$$p(x_1, x_2) = p(x_1) p(x_2). \quad (3.33)$$

Це рівняння називається умовою статистичної незалежності ВП. У випадку статистичної залежності між ВП одна величина пов'язана із значенням іншої. Мірою статистичного зв'язку між випадковими величинами є коефіцієнт кореляції:

$$r_{12}(\tau) = \frac{R_{12}(\tau)}{\sqrt{\sigma_1^2 \sigma_2^2}}. \quad (3.34)$$

Для стаціонарного ВП мірою статистичного зв'язку між випадковими величинами $x(t)$ рознесеними у часі є коефіцієнт кореляції:

$$r_x(\tau) = \frac{R_x(\tau)}{\sigma_x^2}. \quad (3.35)$$

Чим повільніше спадає ця функція з ростом абсолютного значення τ тим більший зв'язок між ВП.

У багатьох прикладних задачах акустичної локації справу мають з вузько смуговими шумами. Це пов'язано з обмеженим значенням смуги частот передаточної функції ЕАП. Тому зручно представити акустичні шуми у вигляді гармонічної функції з випадковою амплітудою $A(t)$ і флюктуючою фазою $\varphi(t)$:

$$x(t) = A(t) \cos(\omega_0 t - \varphi(t)). \quad (3.36)$$

Амплітуда $A(t)$ і фаза $\varphi(t)$ повільно змінюються в порівнянні з функцією $\cos(\omega t)$. Вираз (3.35) зручно представити у вигляді:

$$x(t) = A_c(t) \cos \omega_0 t + A_s(t) \sin \omega_0 t, \quad (3.37)$$

де $A_c(t) = A(t) \cos \varphi(t)$; $A_s(t) = A(t) \sin \varphi(t)$ називають *квадратурними складовими* вузько смугового ВП.

Обвідна $A(t)$ і фаза $\varphi(t)$ ВП визначаються через квадратурні складові:

$$A(t) = \sqrt{A_c^2(t) + A_s^2(t)}; \varphi(t) = \arctg \frac{A_s(t)}{A_c(t)}. \quad (3.38)$$

Для нормального ВП функція кореляції для обох квадратурних складових дорівнює: $R_x(\tau) = \sigma_x^2 r_x(\tau)$, де $r_x(\tau)$ - обвідна коефіцієнту кореляції.

3.6.Лабораторний практикум до розділу 3

Програмне середовище Matlab дозволяє проводити комп'ютерні дослідження математичних алгоритмів синтезу та обробки сигналів, шумів та їх композицій. Пакет візуального моделювання Simulink дає можливість створювати *імітаційні моделі*, які відображають побудову, зв'язки та основні технічні характеристики реальних інформаційних систем. *Імітаційне моделювання* дозволяє, змінюючи побудову та параметри моделі, дослідити процеси які в них проходять та оптимізувати їх характеристики. Для виконання робіт по комп'ютерному дослідженню властивостей сигналів треба володіти основами програмування[14] та імітаційного моделювання [15] у програмному середовищі Matlab. Загальні відомості по програмному пакету візуального моделювання Simulink приведені в Додатку 1. Дані отримані в результаті візуального моделювання можуть бути оброблені авторськими програмами (m-файлами). Для цього встановлюють зв'язок між імітаційною S- моделлю і програмою обробки сигналу (m-файлом) згідно Додатку 2. Розглянемо деякі приклади моделювання та обробки акустичних сигналів та шумів.

Лабораторна робота № 1 Часові та спектральні характеристики АМ сигналів (частина 1)

Мета роботи: Дослідити часові та спектральні характеристики АМ сигналів

Завдання: Синтезувати в програмному пакеті візуального моделювання Simulink віртуальну модель (S- модель) АМ сигналу без придушення несучої; розробити програму (m-файл) для дослідження характеристик АМ сигналів:

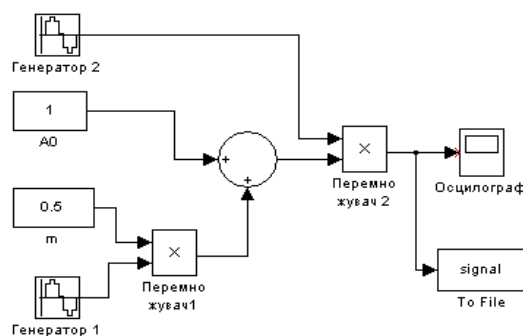
- Провести моделювання АМ, змінюючи параметри несучого та модулюючого сигналів. Спостерігати часові діаграми і спектральні характеристики. Порівняти результати ІМ з теоретичними
- Побудувати S- модель АМ сигналу використавши інші блоки бібліотеки Simulink .

Вихідні дані: АМ сигнал записується у вигляді:

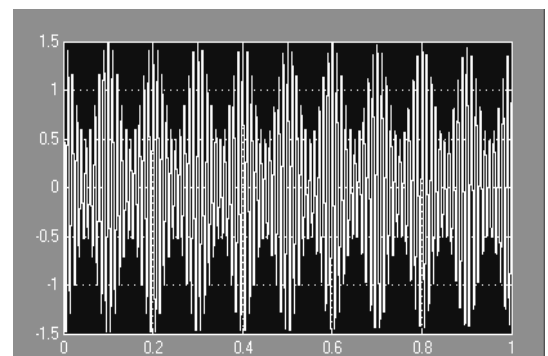
$y(t) = A_0[1 + mx(t)] \cdot \cos(\omega_0 t)$. Сигнал модуляції $x(t) = \cos \Omega t$. Параметри:
 $A_0 = 1; \omega_0 = 2\pi \cdot 100; \Omega = 2\pi \cdot 10; m = 0.5$

Рекомендації до виконання:

Побудувати імітаційну модель (ІМ) можна різними способами. Розглянемо простіший (рис.3.14а), використовуючи блоки бібліотеки Simulink, які можуть реалізувати алгоритм модуляції. Блоки “Генератор 1” та “Генератор 2”- реалізують функції сигналу модуляції $\cos(\Omega t)$ та несучої $\cos(\omega_0 t)$. Блоки констант “ A_0 ” та “ m ” задають параметри сигналу. “Суматор” та “Перемножувач” виконують операції алгоритму модуляції. Результат моделювання контролюється “Осцилографом” та записується в робочу область програмного процесора у файл даних “signal”. По закінченню роботи ІМ дані обробляються програмою “Spectr.m”(Додаток 3) та виводяться у вигляді графіків (рис. 3.15).

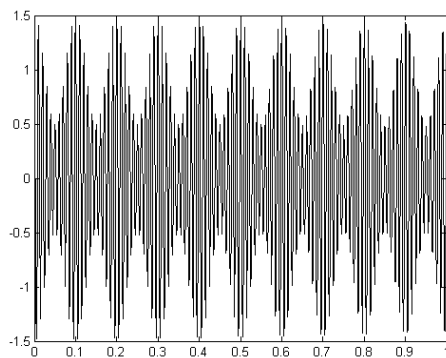


(а)

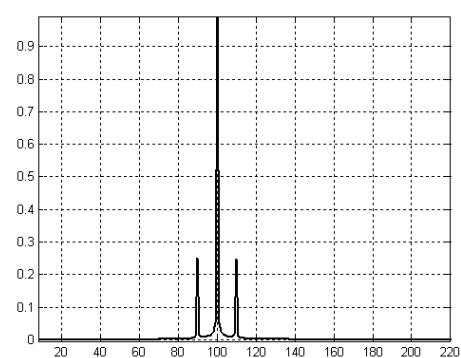


(б)

Рис. 3.14. Блок -діаграма моделі (а) та осцилограма (б) АМ сигналу



(а)



(б)

Рис.3.15. Часове (а) та частотне (б) представлення АМ

Висновок: Розроблені S- модель та авторська програма “Spectr.m”, представлена у вигляді m-файлу, дали ідентичні результати, які повністю відповідають теоретичним викладкам для тональної АМ з несучою частотою.

Лабораторна робота № 2 Часові та спектральні характеристики АМ сигналів (частина 2)

Мета роботи: Дослідити часові та спектральні характеристики АМ сигналів з однією нижньою бічною смугою частот.

Завдання: Синтезувати в програмному пакеті візуального моделювання Simulink імітаційну модель (S- модель) АМ сигналу з придушенням несучої та верхньої бічної смуги частот (SSB- модуляція). Виконати дослідження характеристик АМ сигналів:

- Провести моделювання, змінюючи кількість та частоту інформаційних сигналів.
- Спостерігати та привести у звіті часові та спектральні діаграми процесів.
- Порівняти результати моделювання з теоретичними.

Вихідні дані: алгоритм SSB- модуляції записується у вигляді (3.7):

$$y(t) = x(t)\cos(\omega_0 t) + x_q(t)\sin(\omega_0 t). \text{ Сигнал модуляції } x(t) = \cos\Omega_1 t + \cos\Omega_2 t.$$

Параметри $\omega_0 = 2\pi \cdot 100$; $\Omega_1 = 2\pi \cdot 5$; $\Omega_2 = 2\pi \cdot 10$

Рекомендації до виконання:

Розглянемо схему алгоритму SSB- модуляції (рис.3.8). За схемою треба провести перетворення Гілберта над дійсним сигналом $x(t)$ та отримати аналітичний. Уявна складова аналітичного сигналу - квадратурна компонента $x_q(t)$, модулює несучу $\sin(\omega_0 t)$, а дійсна складова $x(t)$ модулює несучу $\cos(\omega_0 t)$. Враховуючи те, що перетворення Гілберта фактично зводиться до зсуву фази на $-\frac{\pi}{2}$ для всіх додатних частот, то $x_q(t) = \sin\Omega_1 t + \sin\Omega_2 t$. Тому в ІМ входять декілька генераторів (рис.3.16).

“Генератори 1” та “Генератор 2” разом з суматором - реалізують функції сигналу модуляції $x(t) = \cos\Omega_1 t + \cos\Omega_2 t$. “Генератор 3” та “Генератор 4” разом з суматором - реалізують функції квадратурного сигналу модуляції $x_q(t) = \sin\Omega_1 t + \sin\Omega_2 t$. “Генератор 5” та “Генератор 6” - генератори несучих $\cos(\omega_0 t)$ та $\sin(\omega_0 t)$. “Перемножувач 1” та “Перемножувач 2” разом із “Суматором” виконують операції алгоритму SSB- модуляції з нижньою смугою частот.

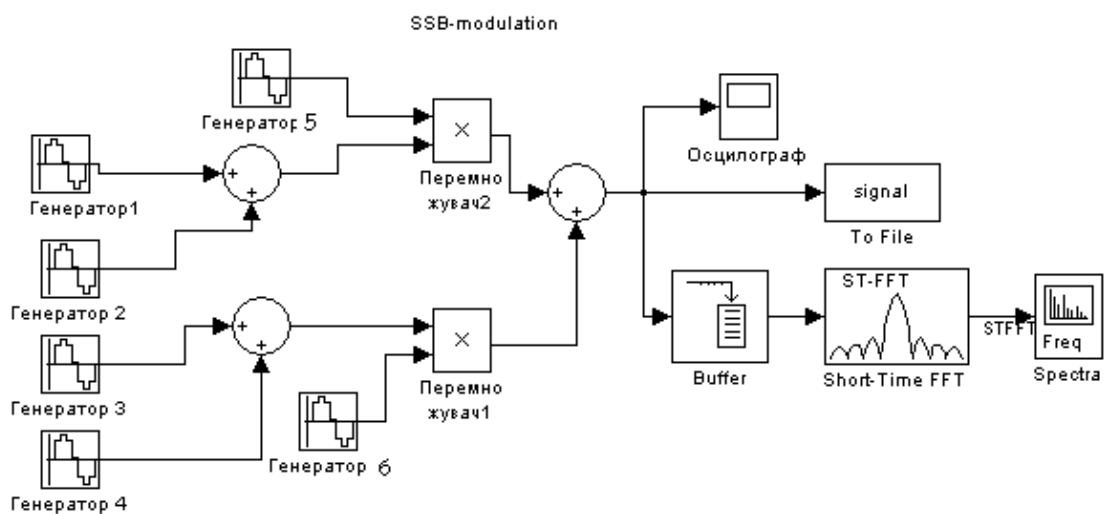


Рис. 3.16. Блок-діаграма ІМ модуляції з нижньою бічною смугою частот

Результат моделювання відображається “Осцилографом”, аналізатором спектру “ST-FFT”(рис.3.17а,б) та записується в робочу область блоком “To File” програмного процесора у файл даних “signal”. По закінченню роботи ІМ дані обробляються програмою “Spectr.m” (Додаток 3) та виводяться у вигляді графіків (рис.3.18).

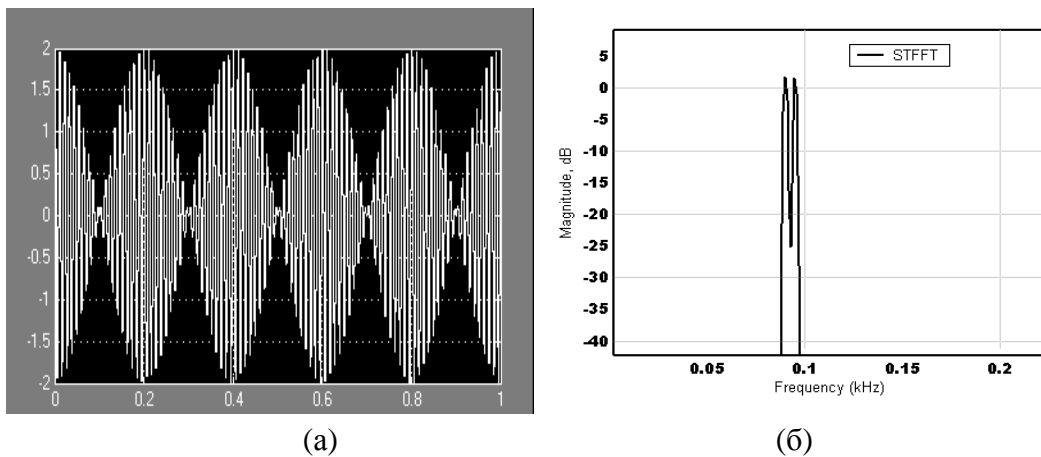


Рис. 3.17. Представлення результатів моделювання на віртуальних приладах “Осцилограф” (а) та аналізаторі спектру “ST-FFT” (б)

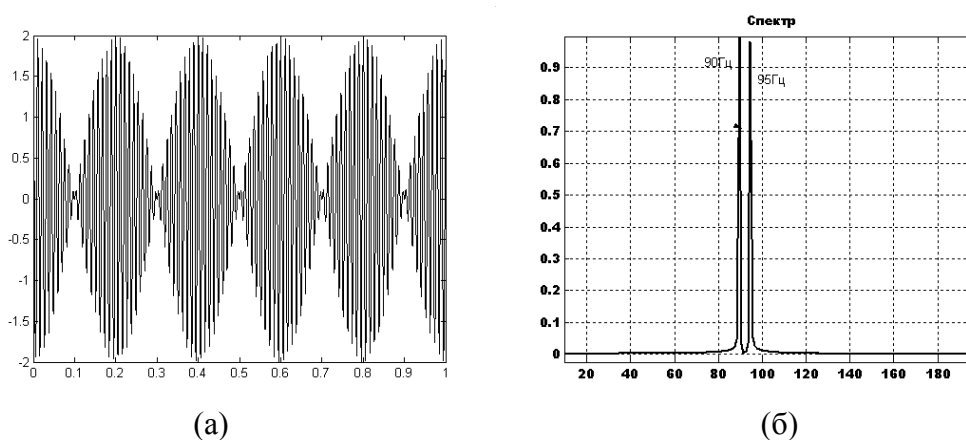


Рис. 3.18. Часове (а) та частотне (б) представлення тональної SSB-модуляції з нижньою бічною смугою частот

Висновок: S- модель та програма спектральної обробки “Spectr.m” дали ідентичні результати, які повністю відповідають теоретичним викладкам. Треба зауважити, що в аналізаторі спектру частота нормована до частоти Найквіста, що вносить певні незручності під час аналізу. Однак блоки обробки та відображення S- моделі пришвидшують процес моделювання, роблять його схожим на фізичний експеримент.

Лабораторна робота № 3 Часові та спектральні характеристики АМ сигналів (частина 3)

Мета роботи: Дослідити часові та спектральні характеристики АМ сигналів з однією верхньою бічною смугою частот

Завдання: Розробити програму (m-файл) АМ сигналу з придушенням несучої та нижньої бічної смуги частот (SSB- модуляція):

- Редагувати програму для синтезу АМ сигналу з придушенням несучої та однією нижньою бічною смугою частот .
- Спостерігати та привести у звіт часові та спектральні діаграми процесів.
- Побудувати S-модель АМ сигналу з придушенням несучої та нижньої бічної смуги частот.

Вихідні дані: алгоритм SSB- модуляції записується вигляді (3.7):

$$y(t) = x(t)\cos(\omega_0 t) - x_q(t)\sin(\omega_0 t). \text{ Сигнал модуляції } x(t) = \cos\Omega_1 t + \cos\Omega_2 t.$$

Параметри $\omega_0 = 2\pi \cdot 100$; $\Omega_1 = 2\pi \cdot 5$; $\Omega_2 = 2\pi \cdot 10$.

Рекомендації до виконання:

За основу написання програми візьмемо алгоритм SSB- модуляції (рис.3.8). За схемою треба провести перетворення Гілберта над дійсним сигналом $x(t)$ та отримати аналітичний. Далі уявна складова аналітичного сигналу $x_q(t)$ - квадратурна компонента, модулює несучу складову $\sin(\omega_0 t)$, а дійсна складова $x(t)$ модулює несучу складову $\cos(\omega_0 t)$. Текст програми “SSB_Hilbert.m” приведено в Додатку 4. Результат моделювання відображається на рис. 3.19.

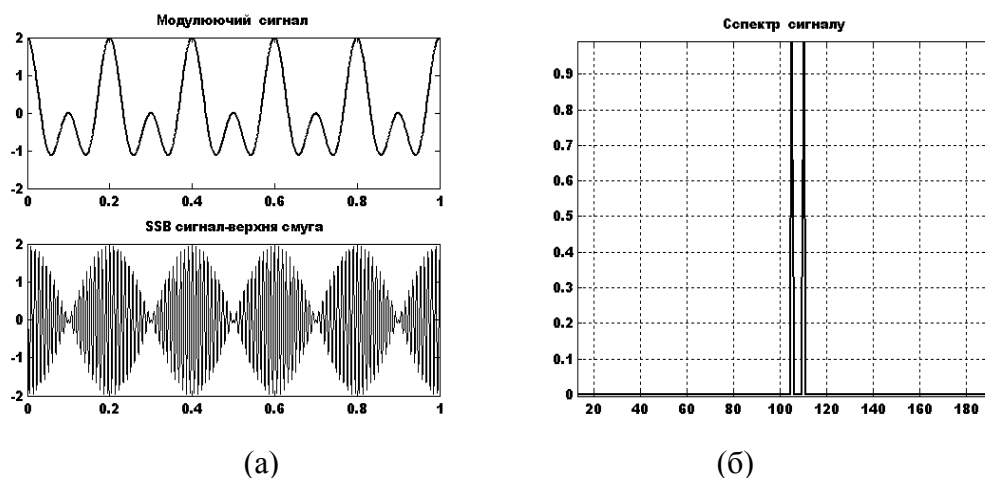


Рис.3.19. Часове (а) та частотне (б) представлення SSB- модуляції

Висновок: Часові та спектральні характеристики SSB- модуляції відповідають теоретичним очікуванням (3.8)

Лабораторна робота № 4 Часові та спектральні характеристики прямокутних імпульсів

Мета роботи: Дослідити часові та спектральні характеристики періодичної послідовності прямокутних імпульсів

Завдання: Синтезувати в програмному пакеті візуального моделювання S-модель генерації періодичної послідовності прямокутних імпульсів тривалістю τ , амплітудою A_0 та несучим сигналом $\sin \omega_0 t$. Період слідування імпульсів $T = 1/F$. Дослідити часові та спектральні характеристики:

- Змінюючи період слідування та тривалість імпульсів дослідити часові та спектральні характеристики. Підтвердити зв'язок між параметрами спектру та часовими характеристиками імпульсної послідовності.
- Редагувати ІМ для дослідження послідовності відео імпульсів (імпульсів без несучої). Провести порівняльні дослідження результатів моделювання з результатами по п.1.

Вихідні дані. Параметри $T = 0.5$; $\tau = 0.05$; $A_0 = 1$; $\omega_0 = 2\pi \cdot 100$

Рекомендації до виконання:

ІМ (рис.3.20) реалізується з блоків бібліотеки Simulink. Обробку сигналу, як і в попередніх моделях, проводимо з використанням програми “Spectr.m” (Додаток 3). Результати представлені на графіках (рис.3.21а,б).

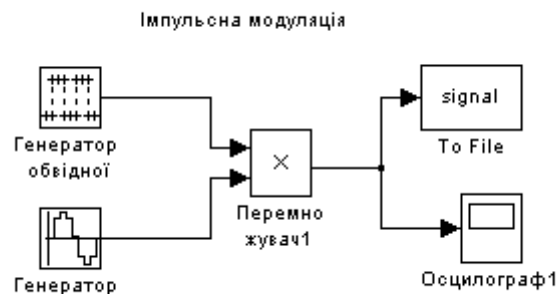


Рис. 3.20. Блок-діаграма ІМ

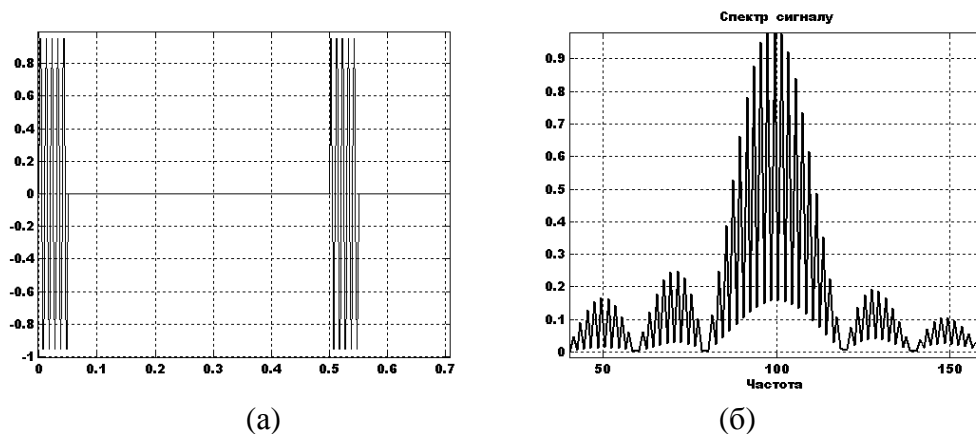


Рис. 3.21 Часове (а) та спектральне (б) представлення послідовності прямокутних імпульсів

Висновок: S- модель та програма спектральної обробки “Spectr.m” дали ідентичні результати, які відповідають теоретичним викладкам (3.13).

Лабораторна робота № 5 Імітаційне моделювання пристроїв модуляції та демодуляції сигналів

Мета роботи: Дослідження алгоритмів модуляції та демодуляції сигналів.

Завдання: Розробити ІМ яка б включала в себе функції генерації та демодуляції АМ сигналу (DSB) і періодичної послідовності прямокутних імпульсів з несучою. Удосконалити ІМ включивши блок спектральної обробки. Провести моделювання, змінюючи період слідування та тривалість імпульсів. Дослідити часові діаграми і спектральні характеристики.

Вихідні дані: АМ сигнал записується у вигляді

$$y(t) = A_0 [1 + m x(t)] \cdot \cos(\omega_0 t). \text{ Сигнал модуляції } x(t) = \cos \Omega t. \text{ Параметри:}$$

$A_0 = 1; \omega_0 = 2\pi \cdot 100; \Omega = 2\pi \cdot 10; m = 0.5$. Параметри послідовності імпульсів з несучою $A_0 \cos(\omega_0 t)$: $T = 0.5; \tau = 0.05; \omega_0 = 2\pi \cdot 100$.

Рекомендації до виконання:

ІМ будуюмо використовуючи S-моделі розроблені раніше в лабораторних №1 та №4. Для цього копіюємо діаграми чи її частину та вставимо в нову модель (рис.3.22). Демодулятор, блок “Детектор”, складається із блоків “Перемножувач” та “ФНЧ”. Для моделювання процесу демодуляції АМ та послідовності прямокутних імпульсів одним демодулятором-детектором використовуємо блок “Перемикач”. При

установці в блоці “Номер каналу” цифри “1” на вхід детектора подається АМ сигнал. Установка “0” підключає до детектора сигнал імпульсного генератора. Сигнали до та після детектора виводяться на “Осцилограф” (рис. 3.23а,б).

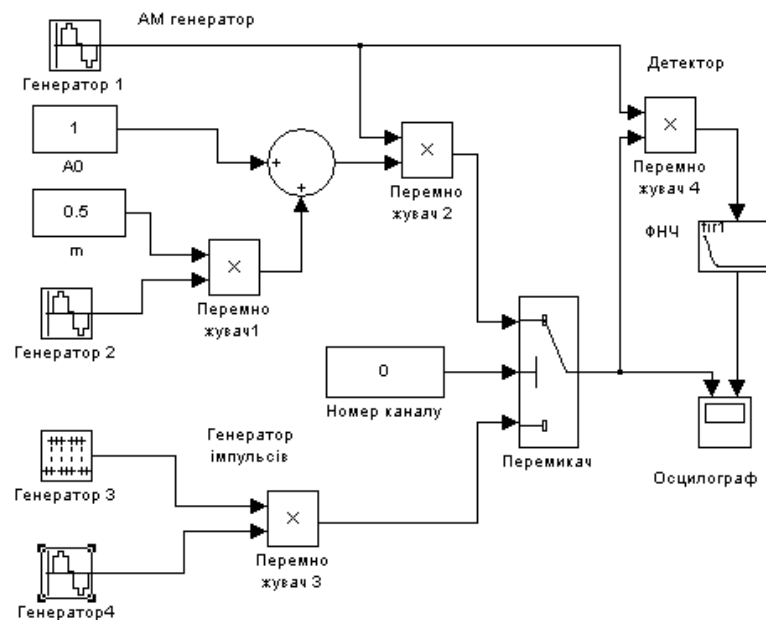


Рис. 3.22.Блок-діаграма ІМ модуляції та демодуляції сигналів з амплітудною та імпульсною модуляцією

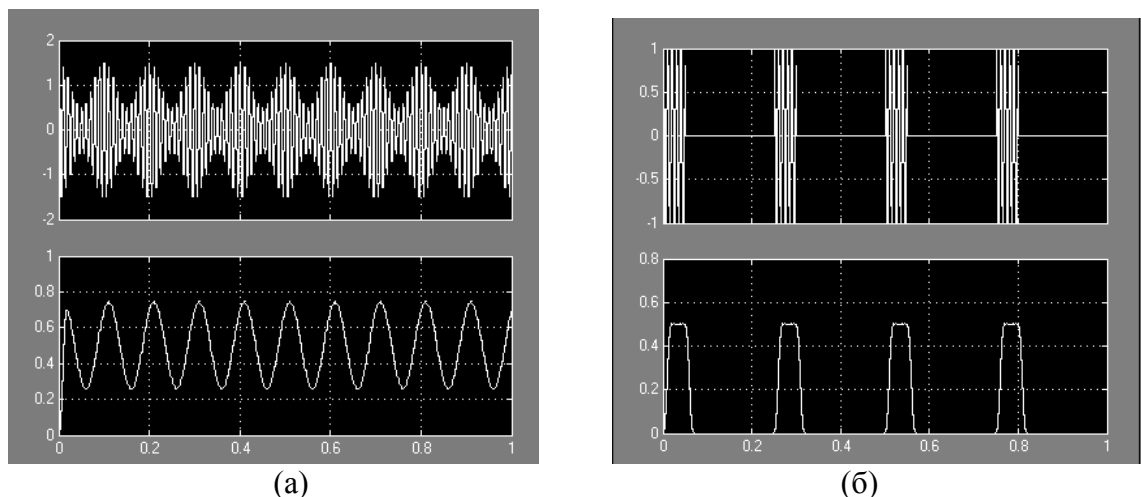


Рис. 3.23.Осцилограми модульованого та демодульованого сигналів для АМ (а) та імпульсної модуляції (б)

Висновок: Після демодуляції АМ сигналу на виході детектора отримаємо постійної складову та інформаційний сигнал. Результат моделювання відповідає рівнянню демодуляції (3.6). На виході детектора імпульсного сигналу з обвідною прямокутної форми отримуємо сигнал близький до прямокутного з амплітудою пропорційною енергії: $0.5A_0^2 = 0.5$.

Лабораторна робота № 6 Кореляційна обробка детермінованих сигналів і шумів

Мета роботи: Кореляційна обробка детермінованих та випадкових сигналів - радіоімпульс, відео імпульс та шум.

Завдання: Розробити ІМ для кореляційної обробки детермінованих сигналів, таких як: радіоімпульс, відео імпульс і ВП – шумів, використавши блоки кореляційної обробки програмного пакету Simulink. Побудувати графіки часових та кореляційних функцій.

Вихідні дані: Відео імпульс з прямокутною обвідною тривалістю $\tau = 0.1$. Радіоімпульс з прямокутною огибаючою тривалістю $\tau = 0.1$, несучою $\cos(\omega_0 t)$ з частотою $\omega_0 = 2\pi \cdot 100$. Параметри ВП: середнє значення $m_x = 0$, $\sigma_x = 1$.

Рекомендації до виконання:

ІМ будуюмо використавши попередні моделі або їх модифікації та доповнивши іншими блоками (рис. 3.24).

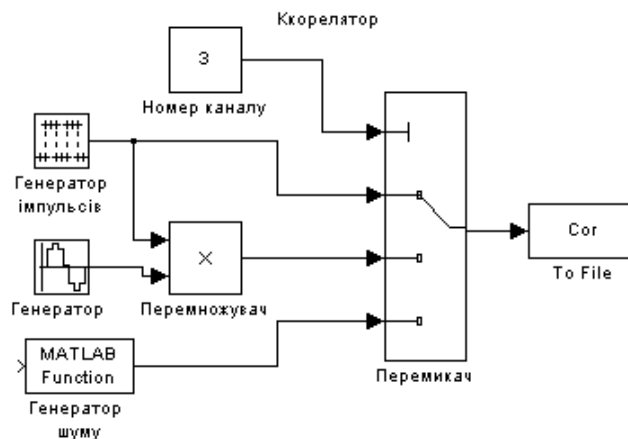


Рис.3.24. Блок-діаграма моделі дослідження кореляційної функції відео, радіо імпульсів та шуму

Змінюючи послідовно цифри в блоці «Номер каналів» від 1 до 3 підключаємо до блоку “To File” через “Перемикач” блоки генерації детермінованих та шумових процесів. Канал 1 синтезує відео імпульс, 2- радіоімпульс, 3- шум. В процесі роботи ІМ автоматично створюється файл даних “Cor” та записується в блок “To File”. По закінченню роботи ІМ дані

обробляються програмою “plotCor.m” (Додаток 5) та виводяться у вигляді графіків (рис. 3.25).

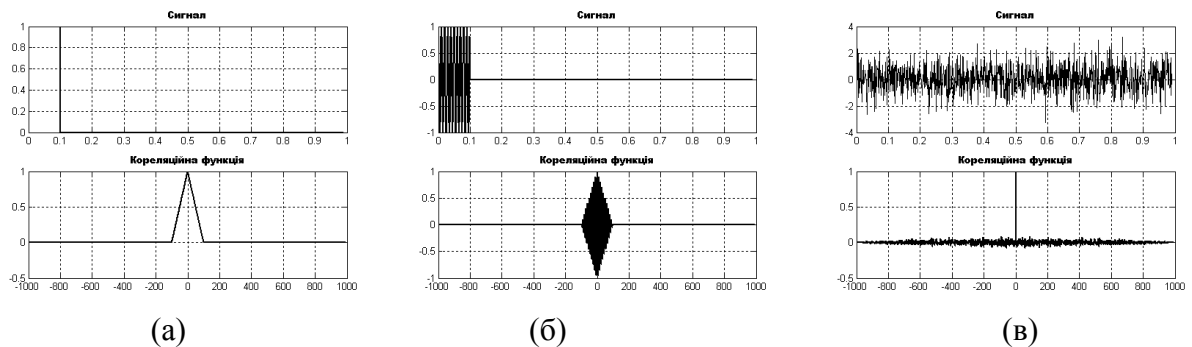


Рис. 3.25. Часові та кореляційної функції відео(а), радіо(б) імпульсів та шуму(в)

Висновок: Результати моделювання відповідають теоретичним викладкам (3.19) для детермінованих сигналів та (3.32) для випадкових процесів.

Лабораторна робота № 7 Характеристики акустичних шумів

Мета роботи: Дослідження характеристик акустичних шумів.

Завдання: Розробити ІМ для дослідження характеристик акустичних шумів - ВП, які мають нормальний закон розподілу щільності ймовірності. Знайти середнє, середньо квадратичне та мінімальне значення процесу та побудувати функцію розподілу ВП. Дослідити залежність параметрів та отримати гістограму ВП для різних значень часової тривалості T . Побудувати модель кореляційної обробки акустичних шумів. Визначити як залежатиме інтервал кореляції від ширини смуги частот.

Вихідні дані: Нормальний процес $x(t)$ з параметрами: середнє значення $m_x = 0$, середньоквадратичне значення $\sigma_x = 1$.

Рекомендації до виконання:

Відомо, що ВП процес $x(t)$ є ергодичним, якщо всі його статистичні властивості можуть бути знайдені на основі однієї компоненти даного процесу досить великої кінцевої довжини. До таких ВП відносяться стаціонарні акустичні шуми. Тому характеристики акустичних шумів будемо знаходити з аналізу однієї реалізації процесу досить великої часової

тривалості T . ІМ (рис.3.26а) розробляємо на основі бібліотеки блоків програмного пакету візуального моделювання Simulink . “Генератор шуму” синтезує ВП бібліотечною програмою Matlab “normrnd (0,1)” з параметрами , які задані умовою задачі. Блоки “СКЗ”, “Середнє” та “Мінімум” проводять розрахунок параметрів та виводять на відповідний індикатор. Після закінчення моделювання створюється файл “Gist.mat”. По закінченню роботи ІМ дані обробляються програмою “plotgist.m” (Додаток 6) та виводяться у вигляді гістограми (рис. 3.26б).

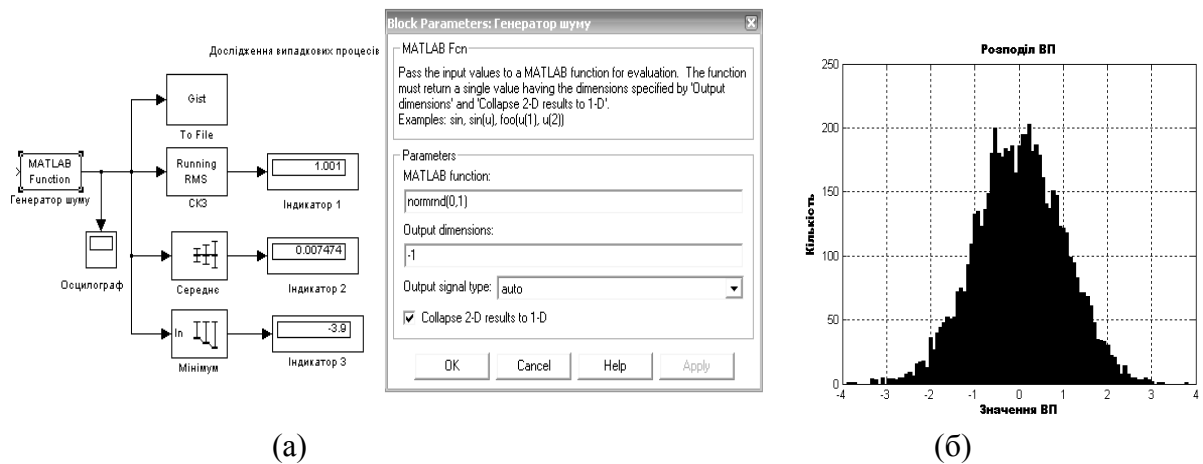


Рис.3. 26. Блок-діаграма моделі (а) дослідження випадкового процесу та гістограма (б) функції розподілу ймовірності

Висновок: Параметри ВП синтезованого ІМ відображені на індикаторах і відповідають вихідним значенням у межах статистичної похибки.

4. ПРИЙМАЛЬНИЙ КАНАЛ АКУСТИЧНИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ СИСТЕМ

До складу приймального каналу АІС входять блоки розглянуті в розділі 2, а саме: електроакустичний перетворювач приймач акустичних хвиль (ЕАПП), прийомний пристрій (ПП), пристрій обробки та відображення інформації (ПОВІ). Було встановлено, що пропускна інформаційна здатність акустичних локаційних систем залежить від співвідношення інтенсивності сигнал/завада (СЗ) та частотної смуги пропускання. Будемо вважати що ЕАПП має таку ж саму смугу частот що і прийнятий сигнал, а процес трансформування акустичних хвиль в електричні не впливає на співвідношення СЗ. Тоді для мінімізації втрат інформації треба побудувати такий ПП, який не змінив би енергетичне співвідношення на його виході. Розглянемо основи теорії побудови ПП для вирішення задач акустичної локації.

4.1. Статистична теорія виявлення сигналу замаскованого завадою

Задачі акустичної локації зводяться, в основному, до отримання інформації про присутність досліджуваного об'єкту, його координат, характеристики руху. Цю інформацію несе відбитий сигнал при активній локації, або ж шумовий сигнал при пасивній локації. Разом з корисним сигналом на вхід приймача діє завада. Вона спотворює корисний сигнал, а разом із ним і інформацію про об'єкт. Наявність завади приводить до похибок у виявленні, вимірюванні координат та швидкості. Акустичні сигнали та завади носять випадковий характер, тому аналіз таких процесів ведеться математичними методами теорії ймовірності. Припустимо, що є такий пристрій обробки сигналів, названий *оптимальним приймачем* (ОП), для якого спотворення інформації буде мінімальне [16-18]. В залежності від призначення приймача критерії оптимальності будуть різні. В задачах акустичної локації [3,4,19,20] розглядають декілька задач ОП. Найбільш цікавими з точки зору технічного застосування є:

- задача виявлення сигналу замаскованого завадою;

- задача оцінки параметрів сигналу.

Оптимальний приймач технічно реалізувати важко за багатьма причинами, тому замість них в інженерії використовують приймачі, які реалізують не оптимальну обробку сигналів. Інженерні розробки приймачів порівнюються з ОП для оцінки їх технічної досконалості.

Статистична теорія виявлення сигналів замаскованих завадою будується на *бінарній гіпотезі*. Під час прийому на вхід приймача поступає адитивна суміш $x(t)$ сигналу $s(t)$ та завади $n(t)$:

$$x(t) = s(t) + n(t), \quad (4.1)$$

або ж тільки завада:

$$x(t) = n(t) \quad (4.2)$$

Припустимо, що до складу ОП (рис 4.1) входить пристрій прийому - приймач (ПП) та пристрій прийняття рішення (ППР). Прийняту суміш $x(t)$ сигналу та завади ПП деяким чином перетворює в вихідне коливання $z(t)$, яке потрапляє на вхід ППР. Рішення про наявність або відсутність сигналу визначається по деякому правилу, яке треба встановити.

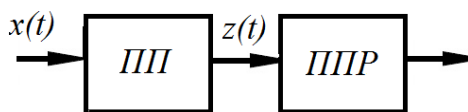


Рис. 4.1. Схема оптимального приймача

Рішення може бути вірним або хибним, тому що завада випадкова за своєю природою. Математично пошук рішення зводиться до оцінки коефіцієнта A , що входить в рівняння задачі виявлення:

$$x(t) = n(t) + As(t, \alpha, \beta), \quad (4.3)$$

де α, β - первинні параметри сигналу.

Зауваження. Для оцінки параметрів сигналу, наприклад, часу його приходу, схему виявлення треба доповнити деякими пристроями, що реалізують задачу вимірювань. Обмежимося тільки розглядом задачі виявлення сигналу.

Рішення про наявність сигналу приймається при двох умовах, які можуть виникнути на вході ОП:

Умова H_1 – сигнал у суміші присутній ;

Умова H_2 – сигналу у суміші нема.

За рахунок випадковості завад та флуктуації корисного сигналу може бути два рішення:

H_1^* – “сигнал у суміші присутній”;

H_0^* – “сигналу у суміші нема”.

Якісними показниками виявлення є чотири умовні ймовірності:

правильного виявлення $D = P(H_1^* / H_1);$

пропуску сигналу $D^* = P(H_0^* / H_1);$

хибної тривоги $F = P(H_1^* / H_0);$

відсутності сигналу $F^* = P(H_0^* / H_0).$

Між умовними ймовірностями є зв'язок:

$$\begin{aligned} D &= 1 - D^*; \\ F &= 1 - F^* \end{aligned} \tag{4.4}$$

Вірогідність правильного виявлення D , є умовою виявлення сигналу, тобто прийняття рішення "Так" в присутності сигналу на вході приймача. Умовна вірогідність хибного рішення F характеризує можливість прийняття рішення "Ні" у відсутності сигналу у вхідній суміші. Дві інші умовні вірогідності – доповнюючі. Тому пара вірогідностей D та F повністю характеризують ситуацію та являються основними якісними

характеристиками виявлення ОП. Простір рішень та відповідних умовних ймовірностей приведено в табл. 4.1.

Табл.4.1. Рішення та умовні вірогідності

Рішення	Сигнал	
	Присутній	Відсутній
Так	$D(C_{11})$	$F(C_{10})$
Ні	$D^*(C_{01})$	$F^*(C_{00})$

Статистична теорія виявлення сигналів формулює та вирішує наступні задачі:

Яким повинен бути прийомний пристрій ?

Яким повинно бути правило прийняття рішення?

Яке відношення сигнал/завада забезпечить рішення?

Статистична теорія виявлення дає відповідь на ці питання завдяки критеріям, які покладені в основу оптимізації. ОП повинен задовільнити суперечливі вимоги. З однієї сторони бажано не пропустити корисний сигнал, навіть якщо він спотворений завадою. Тобто збільшувати умовну ймовірність D . З іншого боку не можна мати велику умовну вірогідність хибної тривоги F . Тому прийняте рішення повинно бути оптимальним у статистичному розумінні. Є декілька критеріїв оптимізації рішення. Найбільш загальним є *критерій мінімуму середнього ризику, або критерій Байеса*. Припускають, що відомі апіорні вірогідності присутності P_1 та відсутності P_0 сигналу у вхідному впливі, причому $P_1 + P_0 = 1$. Кожній із ситуацій (табл. 4.1) поставлено деякий ціновий коефіцієнт C_{ij} . Записується рівняння відносно функції ризику:

$$R = C_{11}DP_1 + C_{01}D^*P_1 + C_{10}FP_0 + C_{00}P_0F^* \quad (4.5)$$

Аналізуючи задачу локації, враховуючи її особливості, припускають що: $C_{11} < C_{01}; C_{00} < C_{10}$. Покладемо $C_{00} = C_{11} = 0$ та мінімізуємо функціонал (4.5):

$$\begin{aligned} R &= C_{01}D^*P_1 + C_{10}FP_0 = C_{01}P_1(1-D) + C_{10}FP_0 = \\ &= C_{01}P_1 - C_{01}P_1D + C_{10}FP_0 = C_{01}P_1 - [D - l_0F]C_{01}P_1 = \min, \end{aligned} \quad (4.6)$$

де $l_0 = \frac{C_{10}P_0}{C_{01}P_1}$ - деякий параметр задачі. Враховуючи, що $C_{01}P_1 > 0$, тому

функціонал середнього ризику буде мінімальним за умови:

$$D - l_0F = \max. \quad (4.7)$$

Можна зробити висновок, що цей критерій вимагає підвищення умовної ймовірності правильного виявлення D та зменшення ймовірності хибного рішення F .

Для оптимізації приймача згідно до критерія Байеса потрібно знати апріорні ймовірності присутності P_1 та відсутності P_0 сигналу, тобто знати ймовірність присутності або відсутності об'єкту локації. У більшості випадків в задачах акустичної локації такої інформації нема. Тому критерій мінімуму середнього ризику не знайшов застосування у задачах виявлення.

Для побудови ОП як в радіолокації, так і в акустичних задачах локації використовують *критерій Неймана – Пірсона*. Згідно цьому критерію система виявлення повинна мати наперед задану умовну вірогідність хибної тривоги F , та забезпечити максимальне значення умовної вірогідності правильного виявлення D . Розглянемо застосування цього положення на прикладі побудови ОП для одного відліку реалізації вхідного впливу $x(t_i)$, взятого в момент t_1 :

$$x(t_i) = n(t_i) + AS(t_i).$$

Відомий закон розподілу щільності ймовірності $p_n(x)$ завади:

$$p_n(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, \quad (4.8a)$$

та закон розподілу щільності ймовірності $p_{sn}(x)$ сигналу та завади:

$$p_{sn}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x^2-s)^2}{2\sigma^2}}. \quad (4.86)$$

Також відомі характеристики завади - середнє значення дорівнює 0; дисперсія $\sigma^2 \neq 0$. Дамо графічну інтерпретацію задачі виявлення (рис. 4.2).

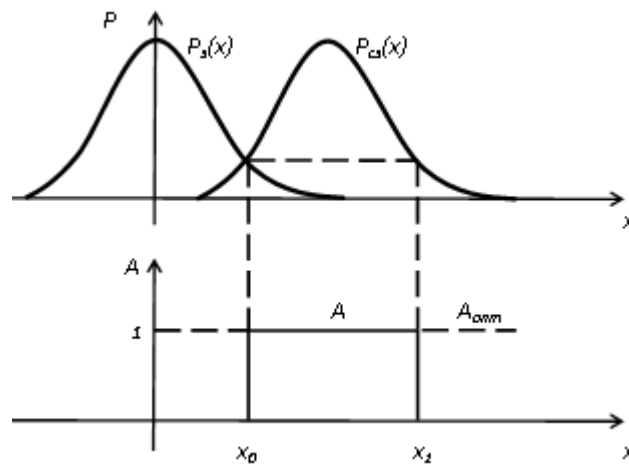


Рис.4.2. Графічне пояснення гіпотези прийняття рішення

На верхньому графіку приведені криві щільності ймовірності для двох ситуацій коли сигнал в реалізації присутній та відсутній. Припустимо, що рішення A про наявність сигналу приймає наступні значення:

$$A = \begin{cases} 1; x_0 \leq x \leq x_1 \\ 0; 0 \leq x \leq x_0, x_1 \leq x \leq \infty \end{cases} \quad (4.9)$$

Перевіримо цю гіпотезу. Запишемо умовні вірогідності:

$$D = \int_{x_0}^{x_1} p_{sn}(x) dx; F = \int_{x_0}^{x_1} p_n(x) dx \quad (4.10)$$

Підставимо в умову оптимізації алгоритму (4.7) визначення ймовірностей (4.10):

$$D - l_0 F = \int_{-\infty}^{\infty} A(x) p_{sn}(x) dx - l_0 \int_{-\infty}^{\infty} A(x) p_n(x) dx = \int_{-\infty}^{\infty} A(x) [p_{sn}(x) dx - l_0 p_n(x)] dx =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} A(x) p_n(x) [l - l_0] dx.$$

Коефіцієнт $l = \frac{p_{sn}(x)}{p_n(x)}$ називають відношенням правдоподібності (ВП),

яке визначається як відношення щільності ймовірності суміші сигнал-завада до щільності ймовірності окремо взятої завади у одній і тій же реалізації. Із вимоги максимізації (4.7) встановлюється правило прийняття рішення:

$$A_{onm} = \begin{cases} 1, l(x) \geq l_0 \\ 0, l(x) < l_0 \end{cases}. \quad (4.11)$$

Підставимо в відношення правдоподібності вирази для розподілу щільності ймовірності (4.8а) та (4.8б):

$$l(x) = \frac{p_{sn}(x)}{p_n(x)} = \frac{e^{-\frac{(x-s)^2}{2\sigma^2}}}{e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}} = e^{-\frac{s^2}{2\sigma^2}} \cdot e^{\frac{xs}{\sigma^2}}. \quad (4.12)$$

Функція (4.12) монотонна та неперервна, тому правило прийняття рішення A може бути спрощене:

$$A_{onm} = \begin{cases} 1, x \geq x_0 \\ 0, x < x_0 \end{cases}. \quad (4.13)$$

Отриманий результат дозволяє уточнити запропоноване правило прийняття рішення (4.9) та корегувати рис. 4.2.

Виникає запитання, як знайти поріг прийняття рішення - параметр l_0 ? Для цього проведемо нескладні перетворення для вірогідності F у рівнянні (4.10):

$$F = \int_{x_0}^{\infty} p_n(x) dx = \int_{-\infty}^{\infty} p_n(x) dx - \int_{-\infty}^{x_0} p_n(x) dx = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{l_0} e^{-\frac{l^2}{2}} dl = 1 - \Phi(l_0). \quad (4.14)$$

Прийняті позначення: $l = x / \sigma$; $l_0 = x_0 / \sigma$, $\Phi(l_0)$ - інтеграл Лапласа або інтеграл вірогідності:

$$\Phi(l_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{l_0} e^{-\frac{l^2}{2}} dl. \quad (4.15)$$

Графічне представлення інтегралу Лапласа дано на рис. 4.3.

Із рівняння (4.14) знайдемо вираз для порогового параметру прийняття рішення l_0 :

$$l_0 = \text{arc}\Phi(1 - F). \quad (4.16)$$

Графічне представлення залежності вірогідності хибної тривоги F від параметру l_0 дано на рис. 4.4 , а числові значення приведені в табл. 4.2.

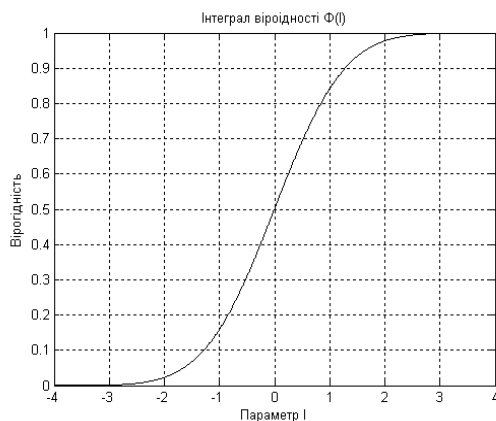


Рис.4.3. Графік інтегралу вірогідності

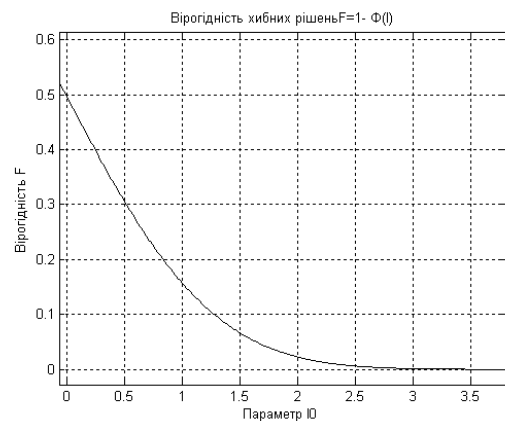


Рис.4.4. Графік вірогідності хибної тривоги F

Табл.4.2. Числові значення параметра l_0

1-F	0,6	0,7	0,8	0,9	0,95	0,99	0,999
l_0	0,25	0,5	0,84	1,28	1,64	2,32	3,09

Аналізуючи отриманий результат можна зробити *висновок*: для того щоб мати малу умовну вірогідність хибних рішень F треба підвищувати поріг

прийняття рішення l_0 . Згідно критерію Неймана-Персона умовна вірогідність хибної тривоги F задається заздалегідь, виходячи з аналізу поставленої задачі.

Наступним кроком є максимізація значення умовної вірогідності правильного виявлення D :

$$D = \int_{x_0}^{\infty} p_{sn}(x) dx = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left[\int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{l^2}{2}} dl - \int_{-\infty}^{\frac{x_0-s}{\sigma}} e^{-\frac{l^2}{2}} dl \right] = 1 - \Phi\left(\frac{x_0-s}{\sigma}\right).$$

Прийняті позначення: $l = \frac{x-s}{\sigma}$.

Враховуючи властивості функції Лапласа, $1 - \Phi(l) = \Phi(-l)$ отримаємо:

$$D = 1 - \Phi\left(\frac{x_0}{\sigma} - \frac{s}{\sigma}\right) = \Phi\left(\frac{s}{\sigma} - \frac{x_0}{\sigma}\right) = \Phi[l - l_0]. \quad (4.17)$$

Таким чином для підвищення умовної вірогідності виявлення D треба виконати дві умови – перевищити рівень порогу прийняття рішення l_0 та максимізувати відношення l . Діаграми виявлення, що графічно відображають рівняння (4.17) приведені на рис. 4.5. Треба зазначити те, що із зменшенням вірогідності хибної тривоги F виникає потреба в збільшенні величини прийнятого сигналу, тобто підвищенні енергетичних затрат в активній локації.

Параметр $l = \frac{s}{\sigma}$ в техніці розглядається як відношення сигнал/завада (СЗ) і фактично є відношенням ефективного значення напруги сигналу до ефективного значення напруги завади.

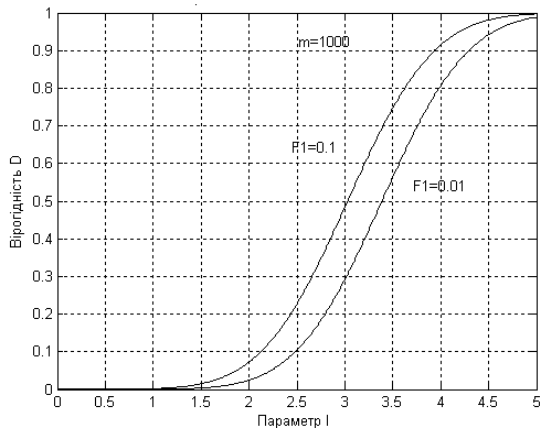


Рис.4.5. Діаграми виявлення сигналу з відомими параметрами

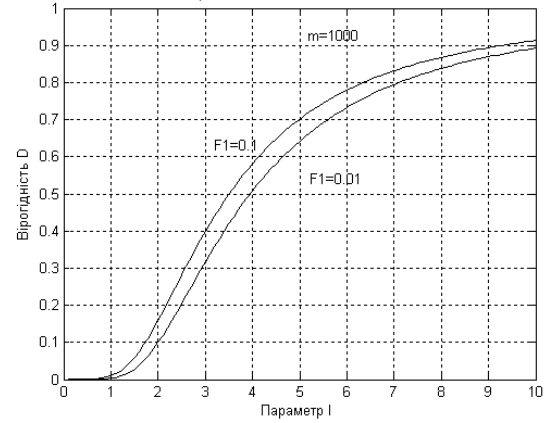


Рис.4.6. Діаграми виявлення сигналу з випадковими параметрами

Розглянутий вище приклад стосується задачі виявлення з відомим часом появи сигналу. В практичних задачах локації момент приходу сигналу випадковий тому аналізувати вхідний вплив та приймати рішення про наявність сигналу доводиться багаторазово. Кількість таких процедур прийняття рішення m залежить від часу спостереження T та довжини реалізації ΔT , кількості просторових m_r та доплерівських m_f каналів. Тоді замість вірогідності елементарної хибної тривоги F вводять загальну вірогідність хибної тривоги F_I , а замість вірогідності елементарного правильного виявлення D - загальну вірогідність D_I . Загальна вірогідність хибної тривоги розраховується як:

$$F_I = Fm, \quad (4.18)$$

де кількість процедур прийняття рішення визначається :

$$m = m_t m_r m_f. \quad (4.19)$$

У разі одного просторового каналу:

$$m = m_t = T / \Delta T. \quad (4.20)$$

Для розрахунку характеристик виявлення, треба задатись *моделлю акустичного сигналу*. В задачах акустичної локації частіше всього використовують три моделі:

- сигнал з відомими параметрами;
- сигнал з фіксованою амплітудою та випадковою початковою фазою;
- сигнал з випадковою початковою фазою та флюктуючою амплітудою.

Перша модель викликає тільки математичний інтерес, тому що дає простий шлях до вирішення поставленої задачі. Дві інші моделі найбільш поширені в задачах акустичної локації. Вони враховують вплив середовища, в якому розповсюджується хвиля, на її характеристики.

Нижче наведені рівняння для розрахунку характеристик виявлення. Сигнал з відомими параметрами:

$$\begin{aligned} l_0 &= \arccos(F_I / m), \\ D &= \Phi(\sqrt{2l^2} - l_0). \end{aligned} \quad (4.21)$$

Сигнал з фіксованою амплітудою та випадковою початковою фазою:

$$\begin{aligned} l_0 &= \sqrt{2 \ln\left(\frac{m}{F_I}\right)}; \\ D &= \Phi(\sqrt{2l^2} - \sqrt{2 \ln\left(\frac{m}{F_I}\right)}). \end{aligned} \quad (4.22)$$

Сигнал з флюктуючою амплітудою та випадковою початковою фазою:

$$\begin{aligned} l_0 &= \sqrt{2 \ln\left(\frac{m}{F_I}\right)}; \\ D &= \left(\frac{F_I}{m}\right)^{\frac{1}{1+l^2}}. \end{aligned} \quad (4.23)$$

Діаграми виявлення (рис. 4.6) графічно відображають запис (4.23).

Зауваження

1. Вірогідність елементарної хибної тривоги в багатоканальних акустичних локаційних системах складає: $F = 10^{-3} - 10^{-7}$.

2. Вірогідність елементарного правильного виявлення D зменшується із зменшенням співвідношення СЗ і залежить від вірогідності хибної тривоги F .

3. Для одержання вірогідності D , однакової для трьох моделей, треба суттєво збільшити відношення СЗ для сигналів з випадковими параметрами.

4. Треба пам'ятати, що отримані результати відносяться для одного відліку реалізації вхідного впливу $x(t_i)$, взятого в момент часу t_i . В задачах локації кількість відліків може бути дуже велика, а відношення СЗ зменшуватись зі збільшенням відстані до об'єкту спостереження. Тому вірогідність правильного виявлення D падатиме із зростанням відстані до 0.

4.2. Побудова оптимальних приймачів

На поставлені питання: "Яким повинно бути правило прийняття рішення? Яке відношення СЗ забезпечить таке рішення?" – відповідь знайдена в розділі 4.1. Залишилось не з'ясованим питання математичного алгоритму та схеми приймального пристрою, що входить до складу ОП. Відповідь на це питання можна знайти в теоретичних роботах по радіолокації та гідроакустиці [16-19]. Приведемо деякі пояснення щодо побудови ОП.

4.2.1. Оптимальний приймач – корелятор

Рішення про наявність сигналу залежить від прийнятої математичної моделі суміші сигналу та завади, який діє на вході приймача. Розглянемо побудову ОП [16,18] на прикладі моделі сигналу з відомими параметрами - моделі сигналу першого типу. Відношення правдоподібності (ВП), яке визначає структурну ОП, взято із теоретичних джерел:

$$l = \exp\left(-\frac{E}{N_0}\right) \exp\left(\frac{2Z}{N_0}\right). \quad (4.24)$$

Прийняті позначення: $q^2 = \frac{E}{N_0}$ – параметр виявлення; $E = \frac{S_m^2}{2} \Delta T$ - енергія

сигналу амплітудою S_m та тривалістю ΔT ; $N_0 = \frac{\sigma^2}{\Delta f}$ - спектральна щільність

потужності завади; σ^2 - дисперсія завади; Δf - смуга частот приймача.

Характеристика Z визначає присутність сигналу у вхідній реалізації та визначається кореляційним інтегралом:

$$Z = R(\tau) = \int_0^{\Delta T} x(t)s(t-\tau)dt \quad (4.25)$$

Нагадаємо що ОП, схематично представлений на рис. 4.1, складається із двох блоків – ПП та ППР. ПП повинен розрахувати у відповідності до (4.25) функцію кореляції $R(\tau)$. Далі результуючий сигнал поступає в ППР, де виконується операція порівняння з пороговим значенням.

Синтезуємо схему ОП (рис. 4.7). Рівняння (4.25) описує послідовність операцій, які повинні бути реалізовані в ПП. Під вхідною реалізацією випадкового процесу $x(t)$ будемо розуміти лінійну суму акустичного сигналу $s(t)$ та завади $n(t)$. Блок 1 виконує операцію множення вхідної реалізації на копію зонduючого сигналу $s(t)$, який генерується блоком 4. Після низькочастотного фільтру 2 отримуємо сигнал $R(\tau)$. Пристрій прийняття рішення 3, реалізований за схемою компаратора, виконує операцію порівняння параметру $R(\tau)$ із значенням порогу прийняття рішення U_0 .

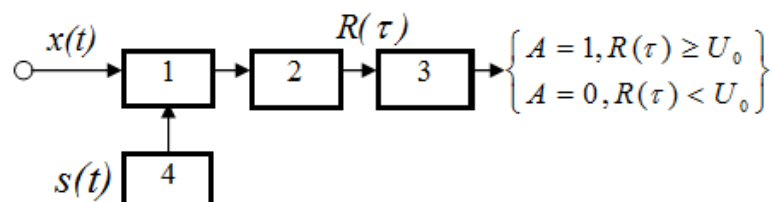


Рис.4.7. Оптимальний приймач сигналу з відомими параметрами

Той факт, що в задачах активної локації відстань до об'єкту не відома, робить момент приходу сигналу випадковим. Структурна схема корелятора ускладнюється, він стає багатоканальним (рис. 4.8).

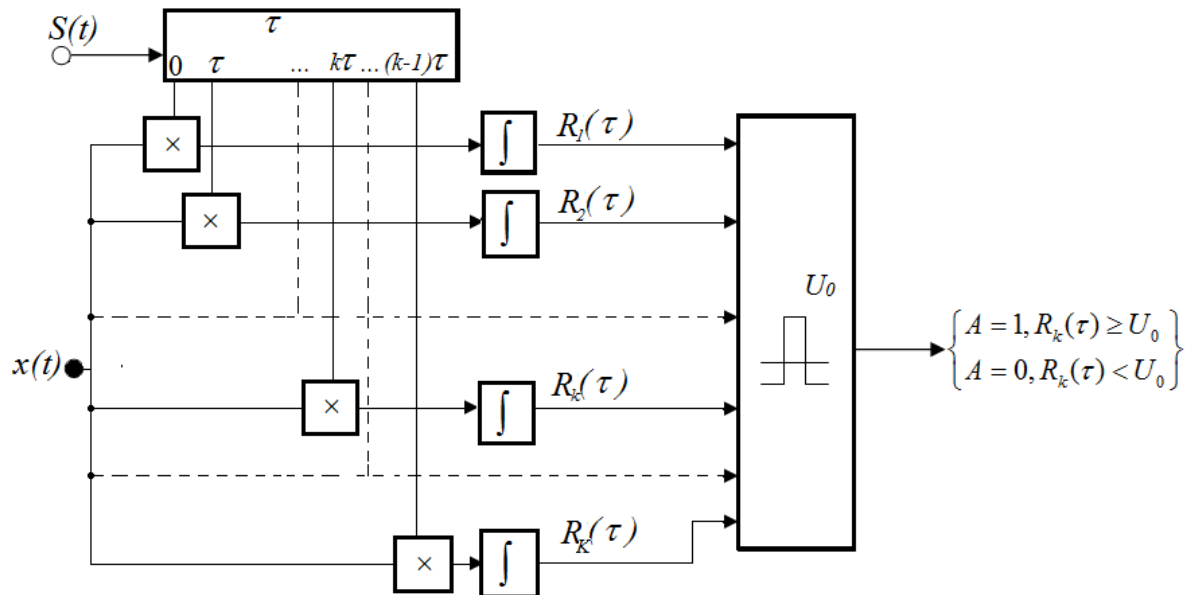


Рис. 4.8. Схема ОП з випадковим моментом приходу сигналу

Кількість каналів K визначається періодом локації T на тривалість вибірки ΔT : $K = T / \Delta T$. Адитивна суміш сигналу та завади $x(t)$ приходить на всі канали корелятора одночасно. Копія зондуєчого сигналу $s(t)$ подається через лінію затримки з інтервалом $\tau = \Delta T$ на перемножувач k -ого каналу. Після низькочастотної фільтрації $R_k(\tau)$ потрапляє на компаратор, де приймається рішення про наявність сигналу. Якщо сигнал приходить у момент часу t_3 то це значить що його виявлено у каналі з номером $K = t_3 / \Delta T$. Кількість каналів, наприклад у задачах гідроакустичної локації сягає сотень одиниць. Тому технічно реалізувати такий приймач важко. На сучасному етапі розвитку комп'ютерних технологій ця задача вирішується просто – програмним шляхом із застосуванням відповідного математичного алгоритму.

Розглянемо деякі схеми кореляційних приймачів -детекторів [18,19], які застосовуються в АІС. Припустимо, як і раніше, що на вході кореляційного приймача діє адитивна суміш $x(t)$ сигналу $s(t)$ та завади $n(t)$. Завада

розглядається як нормальний випадковий процес. Час спостереження вхідного впливу позначимо T , а параметр кореляції - τ . Якою буде схема кореляційного приймача? Яка буде реакція на виході кореляційного приймача?

Загальне рішення записується у вигляді кореляційного інтегралу:

$$R(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T [s(t) + n(t)] b(t - \tau) dt \quad (4.26)$$

Коефіцієнт $b(t - \tau)$ визначається видом кореляційної обробки. Розглянемо три варіанти обробки: *синхронного детектування, автокореляційної обробки та взаємної кореляційної обробки.*

Синхронний детектор - синхронний корелятор, використовується у активній локації, коли відомі параметри випроміненого сигналу. В інтегралі (4.26) встановлюється коефіцієнт $b(t - \tau) = s(t - \tau)$, який є копією випроміненого сигналу. Вихідна реакція синхронного детектора матиме вигляд суми кореляційної функції сигналу $R_s(\tau)$ та взаємної кореляційної функції (ВКФ) сигналу та завади $R_{sn}(\tau)$:

$$R(\tau) = 1/T \int_0^T [s(t) + n(t)] s(t - \tau) dt = R_s(\tau) + R_{sn}(\tau). \quad (4.27)$$

За умовою задачі сигнал та завада статистично незалежні. Вибравши досить великий час спостереження T , отримаємо $R_{sn}(\tau) = 0$. Тобто на виході детектора буде сигнал, який описується функцією $R_s(\tau)$.

Синхронний детектор виконується за схемою ОП сигналу з невідомими параметрами (рис.4.8). Обробка сигналу проводиться у ПП, схема якого представлена на рис. 4.9.

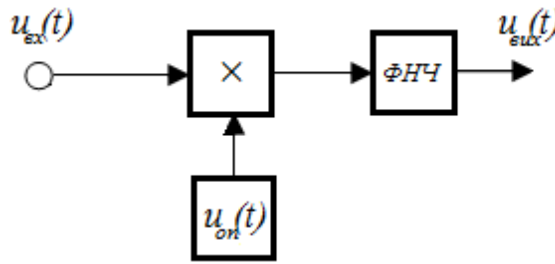


Рис. 4.9. Схема ПП синхронного детектора

Розглянемо застосування синхронного детектора для детектування тонального сигналу. На вході приймального каналу діє сигнал замаскований завадою. Проходячи через ЕАПП, смуга пропускання якого налаштована на смугу частот сигналу, завада стає вузько смужовою. Адитивна суміш сигналу та завади на вході перемножувача з урахуванням (3.36):

$$u_{ex}(t) = U_{sm} \cos \omega_0 t + U_{nm}(t) \cos(\omega_0 t - \varphi(t)). \quad (4.28)$$

Прийняті позначення: U_{sm}, ω_0 - амплітуда та частота сигналу; $U_{nm}(t), \varphi(t)$ - випадкові значення амплітуди та початкової фази завади. Відношення СЗ на вході детектора q_{ex} визначаються через ефективні значення вхідного сигналу U_s та завади U_n :

$$q_{ex} = U_s / U_n$$

На інший вхід перемножувача подається опорний сигнал, який є еталоном очікуваного сигналу. Акустичні сигнали зазнають суттєвих змін при розповсюдженні у середовищі та взаємодії з відбивачами. Практично не можливо на вході приймача отримати точну копію випроміненого сигналу. Тому у якості опорного використовують сигнал, що випромінюється:

$$u_{on}(t) = U_{on} \cos \omega_0 t, \quad (4.29)$$

де $U_{on}, \omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$ - амплітуда та частота опорного сигналу.

Процес на виході корелятора має вигляд низькочастотної кривої і не співпадає з виглядом вхідного сигналу. Постійна складова на виході детектора дорівнює нулю за відсутності сигналу на вході. При появі сигналу на вході, на виході формується реакція із постійної $U_{вих}$ та змінної U_{σ} складових:

$$\begin{aligned} U_{вих} &= U_{on} U_{sm} / 2, \\ U_{\sigma} &= U_{on} U_n / 2. \end{aligned} \quad (4.30)$$

Відношення СЗ на виході детектора $q_{вих}$:

$$q_{вих} = U_{вих} / U_{\sigma} = q_{ex} \quad (4.31)$$

Для кореляційного детектора – автокорелятора, в інтегралі (4.27) встановлюється коефіцієнт $b(t - \tau) = s(t - \tau) + n(t - \tau)$, тоді вихідна реакція корелятора матиме вигляд:

$$R(\tau) = R_s(\tau) + R_n(\tau) + R_{ns}(\tau) + R_{sn}(\tau), \quad (4.32)$$

де $R_s(\tau), R_n(\tau)$ – кореляційні функції сигналу та завади відповідно;
 $R_{sn}(\tau), R_{ns}(\tau)$ – ВКФ сигналу та завади і завади та сигналу відповідно.

Якщо час спостереження T достатньо тривалий то $R_{sn}(\tau) = R_{ns}(\tau) = 0$ і вихідна реакція ПП :

$$R(\tau) = R_s(\tau) + R_n(\tau). \quad (4.33)$$

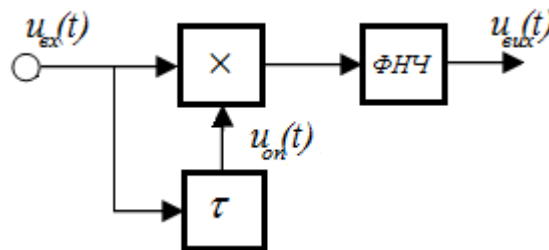


Рис. 4.10. Схема автокореляційного детектора

Схема автокореляційного детектора (рис. 4.10) відрізняється від схеми синхронного корелятора наявністю блоку затримки вхідного сигналу. Затриманий сигнал виконує роль опорного:

$$u_{on}(t) = U_{sm} \cos \omega_0(t - \tau) + U_{nm}(t - \tau) \cos(\omega_0(t - \tau) - \varphi(t - \tau)). \quad (4.34)$$

Для тонального сигналу періодом T_0 , який діє на вході ПП, реакція на виході буде залежати від вибору параметру τ . Для $\tau = mT_0, m = 0, 1, 2, \dots$ на виході буде максимальне значення постійної складової. У разі $\tau = (2m - 1)T_0 / 4, m = 1, 2, \dots$ на виході постійна складова відсутня. Тобто змінюючи час затримки можна досягнути максимуму сигналу на виході ПП.

Для імпульсних сигналів вихідна реакція буде мати постійну складову на час прийому імпульсу. Особливістю такого виду детектування є вибір часу затримки вхідного сигналу в одному із каналів. Якщо величина затримки не перевищує тривалості імпульсу і кратна періоду високочастотного заповнення, то на виході корелятора з'явиться відео імпульс. Обвідна відео імпульсу не співпадає з обвідною вхідного імпульсу але для задачі виявлення це немає значення. В подальшому в ППР проходить виноситься рішення що до наявності сигналу.

Виявлення сигналу автокореляційним детектором застосовується в задачах пасивної локації, коли параметри сигналу не відомі. Час затримки змінюють плавно, з метою отримання максимуму кореляційної функції на його виході. Для того щоб зменшити вірогідність пропуску сигналу та підвищити швидкість обробки вхідного впливу ОП синтезують із великої кількості кореляторів. При цьому кожний із блоків затримки має час затримки кратний параметру τ .

Розглянемо алгоритм *взаємного кореляційного приймача*. В інтегралі (4.27) встановлюється коефіцієнт $b(t - \tau) = s(t - \tau) + \xi(t - \tau)$, де $\xi(t)$ - завада, яка не має статистичного зв'язку з завадою $n(t)$. Тоді вихідна реакція корелятора матиме вигляд:

$$R(\tau) = R_s(\tau) + R_{s\xi}(\tau) + R_{ns}(\tau) + R_{n\xi}(\tau), \quad (4.35)$$

де $R_s(\tau)$ - кореляційна функція сигналу; $R_{s\xi}(\tau)$ - ВКФ сигналу та завади; $R_{ns}(\tau)$ - ВКФ завади та сигналу; $R_{n\xi}(\tau)$ - ВКФ завад $\xi(t), n(t)$.

За умовою задачі завади, які діють в каналах, некорельовані. Якщо час спостереження досить тривалий, то три останні складові взаємних кореляційних функцій дорівнюють нулю. Тому результат на виході приймача буде:

$$R(\tau) = R_s(\tau).$$

На практиці взаємні корелятори застосовуються при статистичній незалежності завад у каналах. Така закономірність має місце для електронних шумів в каналах і не завжди справедлива до зовнішніх завад, які у більшості випадків статистично залежні.

Можливості кореляційної обробки в реальних системах виявлення обмежені кінцевою тривалістю вхідної реалізації та часом прийняття рішення. Так в гідроакустиці для виявлення сигналу, що має $q_{ex} = 0.1$ треба 3-14с. Подальше застосування алгоритмів накопичення вихідних сигналів дозволяє виявляти сигнали суттєво менші завади.

4.2.2. Оптимальний приймач – узгоджений фільтр

Кореляційні приймачі відносяться до лінійних систем із змінними у часі параметрами. Вони забезпечують когерентну обробку сигналів, тобто обробку яка використовує фазові співвідношення складових сигналу. Є лінійні системи з незмінними у часі параметрами, які також реалізують когерентну обробку[16,17]. До таких систем відносяться узгоджені фільтри (УФ).

Розглянемо умови при яких пара сигнал-фільтр будуть узгоджені. Вхідний сигнал $s(t)$ має комплексний спектр $\dot{S}(\omega)$, який знаходиться із відомого Фур'є перетворення:

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt = \left| \dot{S}(\omega) \right| e^{j\phi_c}, \quad (4.36)$$

де $\left| \dot{S}(\omega) \right|, \phi_c(\omega)$ - амплітудний і фазовий спектри сигналу.

Сигнал потрапляє на вхід смугового фільтру з комплексною частотною характеристикою:

$$\dot{K}(\omega) = \left| \dot{K}(\omega) \right| e^{j\phi(\omega)}, \quad (4.37)$$

де $\left| \dot{K}(\omega) \right|, \phi(\omega)$ – амплітудно-частотна та фазово-частотна характеристики фільтру.

Умова узгодження сигналу та фільтру може бути представлена в дійсній формі:

- $\left| K(\omega) \right| = \left| \dot{S}(\omega) \right| \cdot k$ – умова рівності амплітудно-частотних характеристик забезпечується деяким постійним коефіцієнтом k .
- $\phi(\omega) = -[\phi_c(\omega) + \omega t_3]$ – умова компенсації фазового набігу складових сигналу у фільтрі. Повна фаза затримки складається з фази ωt_3 за рахунок затримки приходу сигналу на t_3 та фазової характеристики сигналу $\phi_c(\omega)$.

Розглянемо сигнал на виході фільтру, як результат зворотного перетворення Фур'є мультиплікації комплексного спектру сигналу та спряженої комплексної амплітудно-частотної характеристики фільтру:

$$s(t)_{\text{вих}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) \dot{K}(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{k}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \dot{S}(\omega) \right|^2 e^{j\omega(t-t_3)} d\omega. \quad (4.38)$$

Зауваження:

1. Сигнал на виході УФ залежить від амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) і не залежить від фазово-частотної характеристики (ФЧХ) фільтра. Взаємні фазові зміщення гармонічних складових спектра сигналу компенсуються ФЧХ фільтра. Тому для імпульсного сигналу тривалістю τ_I всі складові вихідного сигналу досягають свого максимуму в момент часу $t = t_3 + \tau_I$, чим забезпечується пік відношення сигналу до завади.

2. Поклавши у виразі (4.38) $t = t_3$ отримаємо важливе рівняння: $s(t)_{\text{вих}} = kE$, яке вказує на те, що вихідна реакція фільтра пропорційна енергії вхідного сигналу E і не повторює його форму.

3. Співвідношення СЗ на виході і вхіді фільтру зв'язані рівнянням:

$$q_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}} = \sqrt{\frac{E}{N_0}} = \sqrt{\frac{U_s^2 \tau}{U_n^2 \Delta f_s}} = \frac{U_s}{U_n} \sqrt{d} = q_{\hat{a}\hat{o}} \sqrt{d}, \quad (4.38)$$

де $q_{\text{ex}} = U_s / U_n$ - відношення ефективних значень електричних напруг сигналу U_s та завади U_n ; $d = \tau_I \Delta f_s$ - коефіцієнт складності сигналу.

Співвідношення сигналу до завади на виході УФ в \sqrt{d} раз більше ніж на його вхіді. За умови рівності смуги частот сигналу та фільтру $\Delta f_s = \Delta f_f$ коефіцієнт складності сигналу $d = 1$. Тому співвідношення сигналу до завади на виході і вхіді приймача однакові.

4. УФ включається безпосередньо перед ППР (рис.4.11).

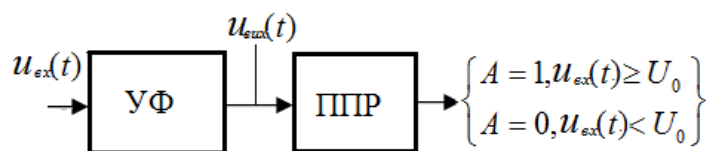


Рис. 4.11. Схема оптимального приймача - узгодженого фільтра

4.2.3. Виявлення сигналів з випадковими параметрами

Розглянемо тепер найбільш розповсюджений у практиці акустичної локації випадок, коли сигнал представлено третьою моделлю [16-19].

Сигнал в разі флуктуації амплітуди α і початкової фази β записують у вигляді:

$$\begin{aligned} s(t, \alpha, \beta) &= \alpha S(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_s(t) - \beta) = \alpha S_1(t) \cos \beta + \alpha S_2(t) \sin \beta, \\ S_1(t) &= S(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_s(t)); S_2(t) = S(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_s(t)). \end{aligned} \quad (4.39)$$

Прийняті позначення: $S(t), \varphi_s(t)$ – функції амплітудної та фазової модуляції відповідно. $S_1(t), S_2(t)$ – називаються *компонентами квадратур*, які включають в себе амплітудну і фазову модуляції.

Припустимо, що статистика випадкових величин α і β відома (табл. 3.1.). Щільність ймовірності розподілу фази передбачається рівномірним від 0 до 2π .

$$p(\beta) = \frac{1}{2\pi} \quad (4.40)$$

Щільність ймовірності розподілу амплітуди описується законом Релея розподілу щільності ймовірності:

$$p(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma_\alpha^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2\sigma_\alpha^2}\right), \alpha \geq 0. \quad (4.41)$$

Завада на вході ОП – білий шум з нормальним законом розподілу:

$$p_n(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left(-\frac{n^2}{2\sigma_n^2}\right); \sigma_n^2 = N_0 \Delta f, \quad (4.42)$$

де $N_0, \Delta f$ – спектральна густина потужності завади та смуга частот.

Співвідношення правдоподібності для цього типу сигналу записується у вигляді:

$$l = \frac{1}{1+q^2} \exp\left(\frac{Z/N_0^2}{1+q^2}\right)^2, \quad (4.43)$$

$$Z = \sqrt{z_1^2 + z_2^2}. \quad (4.44)$$

Вираз (4.44) несе інформацію про наявність сигналу у вхідному впливі та складається з двох кореляційних функцій:

$$z_{1,2} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)S_{1,2}(t)dt, \quad (4.45)$$

де $S_{1,2}(t)$ - квадратурні складові сигналу (4.39).

Формули (4.44 та 4.45) записують оптимальну обробку сигналу з випадковою початковою фазою та флюктуючою амплітудою. Використаємо їх для побудови схеми ОП (рис.4.12).

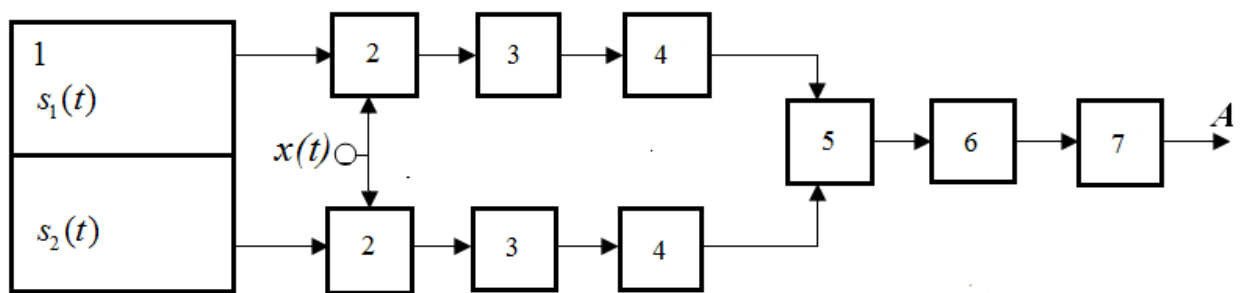


Рис. 4.12. Структурна схема оптимального приймача сигналу з випадковою початковою фазою та флюктуючою амплітудою

Блок 1 генерує квадратурні складові копії сигналу, які поступають у два канали обробки вхідного впливу $x(t)$. Канали ідентичні та складаються з перемножувача 2, фільтра 3, квадратичного детектору 4. Далі сигнали двох каналів поступають на суматор 5, блок добування з під кореня 6. Вихідний сигнал подається на ППР 7, на виході якого формується рішення A . Двоканальний корелятор забезпечує незалежність процесу виявлення від випадковості початкової фази сигналу. Коли сигнал в одному каналі зникає, то в іншому він максимальний. В задачах активної локації відстань до об'єкту не відома. Час очікування сигналу утворює дискретний ряд значень. ОП стає багатоканальною системою обробки. Технічно реалізувати багатоканальну систему(декілька сотень каналів) обробки на дискретній електронній базі складно. Тому при аналоговій обробці перевагу отримали

пристрої, які реалізують алгоритмом некогерентної обробки на лінійних схемах з постійними параметрами. Вони не залежать від моменту приходу сигналу тому мають, як правило, один канал виявлення.

4.3.Некогерентне детектування сигналів

Пристрої некогерентної обробки не використовують фазову характеристику сигналу. Такий приймач (рис. 4.13) не забезпечує потенціальну завадостійкість характерну для УФ, але простий в реалізації. Його називають неоптимальним або типовим каналом виявлення(ТКВ). У склад приймача входять: смуговий фільтр (СФ) налаштований на частоту несучої із смугою частот, що дорівнює ефективній ширині частот амплітудного спектру сигналу з урахуванням доплерівського зсуву; квадратичний детектор (КД); фільтр нижніх частот(ФНЧ). Рішення про присутність сигналу приймається пристроєм ППР.

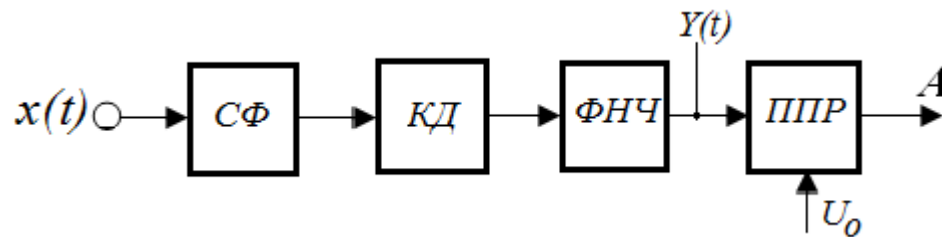


Рис. 4.13. Схема типового каналу виявлення

Який вигляд має результат обробки вхідного впливу $x(t)$ в КД та ФНЧ? Знайдемо відповідь на це питання у випадку безперервного тонального сигналу. На вхід КД поступає адитивна суміш сигналу $s(t) = S_m \cos(\omega_0 t)$ та завади $n(t)$:

$$x(t) = s(t) + n(t) = S_m \cos(\omega_0 t) + n(t).$$

Завада має нормальний закон розподілу щільності ймовірності, перший момент нульовий, а другий - $\sigma_n^2 \geq 0$. Запишемо результат обробки $y(t)$ після проходження через КД та ФНЧ:

$$\begin{aligned}
y(t) &= \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T [S_m \cos(\omega_0 t) + n(t)]^2 dt = \\
&= \frac{1}{T} \int_0^T [S_m^2 \cos^2(\omega_0 t) + 2S_m n(t) \cos(\omega_0 t) + n(t)^2] dt = \\
&= \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2} S_m^2 [1 + \cos(2\omega_0 t)] + 2S_m n(t) \cos(\omega_0 t) + n(t)^2 dt = \frac{S_m^2}{2} + \sigma_n^2.
\end{aligned} \tag{4.46}$$

З аналізу (44.6) можна встановити що реакція на виході детектора є сумою потужностей сигналу та завади. Зрозуміло, що у разі появи сигналу на вході приймача, на виході детектора зростає постійна складова. ППР порівнює цю величину з пороговим значенням і приймає рішення про наявність або відсутність сигналу.

4.4.Вимірювання параметрів сигналу

Вимірювання параметрів сигналу [18,20], починаються з моменту, коли сигнал виявлено. Задача вимірювання – визначення з мінімально можливою помилкою шуканого параметру (координати, швидкості, частоти і т.д.). Одна з основних операцій імпульсної локації – вимірювання часового положення імпульсу. В тих випадках, коли фазу несучої частоти сигналу з тих чи інших причин не можна використовувати для уточнення часового положення імпульсу, вказана операція зводиться до вимірювання часового положення огинаючої імпульсу. Припустимо, що фазову структуру сигналу не можна використовувати для уточнення вимірюваного параметру. При цьому допускаємо, що в заданому часовому інтервалі T (апріорному інтервалі) присутній лише імпульс, який нас цікавить, він може бути або одиночним, або повторятись. Похибка вимірювань має нормальний закон розподілу, та визначається присутністю нормальної адитивної завади. Окрім цього, у всіх випадках, де це окремо не оговорюється, вважаємо, що сигнал вже знайдений, тобто часове положення імпульсу встановлене з точністю до його тривалості. Таким чином задача полягає в уточненні положення сигналу на часовій осі.

Вимірювання часу затримки імпульсу

Найбільший практичний інтерес представляє вимірювання з високою точністю вимірювання, при якому помилка вимірювання $\delta\tau$ набагато менша за тривалість імпульсу τ_I , тобто виконується нерівність:

$$\delta\tau \ll \tau_I \quad (4.47)$$

При виконанні цієї умови розв'язати задачу найлегше, якщо сигнал на часовій осі нерухомий або його рух детермінований протягом всього часу спостереження. В цьому випадку структуру оптимального вимірювача можна знайти із виразу для ефективної оцінки вимірюваного параметру. Синтез оптимальних вимірювачів суттєво ускладнюється при випадковому характері руху об'єкту. Однак і в цьому випадку завдяки введенню деяких обмежувальних припущень, можна показати, що оптимальний вимірювач може бути реалізований у вигляді системи спостереження з часовим дискримінатором.

Розглянемо просту задачу, коли сигнал в одиночній вибірці присутній, а момент його появи - t_1 відомий. Сигнал замаскований завадою:

$$x(t_1) = s(t_1) + n(t_1)$$

Відомі: апіорна ймовірність вимірюваного параметру $p_0(t_s / s)$ та густина розподілу адитивної суміші $p_{sn}(x)$.

Треба дати оцінку (за критерієм мінімального середнього ризику) – часу запізнення t_3 .

Забезпечення умови мінімального середнього ризику зводиться до розрахунку апостеріорної густини ймовірності величини $p(t_3 / x)$ на виході вимірювача, тобто:

$$p(t_3 / x) = k_x p_0(t_3 / s) p_{sn}(x). \quad (4.48)$$

Розглянемо приклад, рівномірної вірогідності появи сигналу на інтервалі спостереження. Апріорна щільність ймовірності вимірюваного параметру t_3 на інтервалі $(t_1; t_2)$:

$$p_0(t_3 / s) = \begin{cases} \frac{1}{t_2 - t_1}, t_1 < t < t_2 \\ 0, (t < t_1) \cup (t > t_2) \end{cases}.$$

Розподіл щільності ймовірності завади :

$$p_n = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{n^2}{2\sigma^2}}.$$

Щільність ймовірності адитивної суміші сигналу та завади:

$$p_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-s)^2}{2\sigma^2}}.$$

Тоді визначення часу запізнення (параметру t_3), зводиться до розрахунку апостеріорної щільності ймовірності $p(t_3 / x)$ на виході вимірювача по (4.48). Графічне пояснення приведено на рис. 4.14.

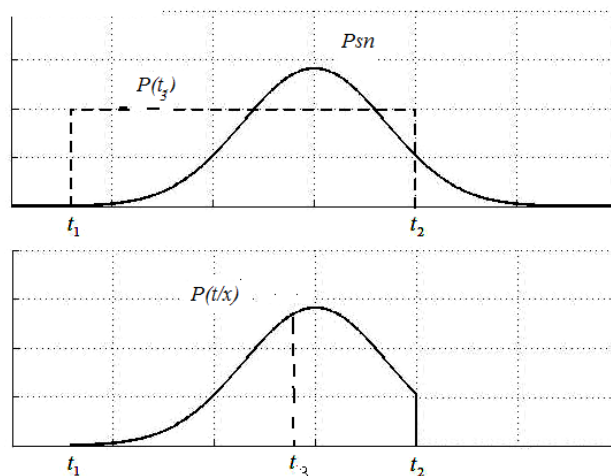


Рис. 4.14. Апріорна та апостеріорна щільності ймовірності

Час запізнення t_3 визначається як центр «тяжіння» геометричної фігури апостеріорної ймовірності. Зрозуміло, що час t_3 визначається з деякою

похибкою вимірювань ε . Із теорії вимірювань відомо, що похибки вимірювань відносяться до випадкових величин та мають нормальний закон розподілу (рис. 4.15).

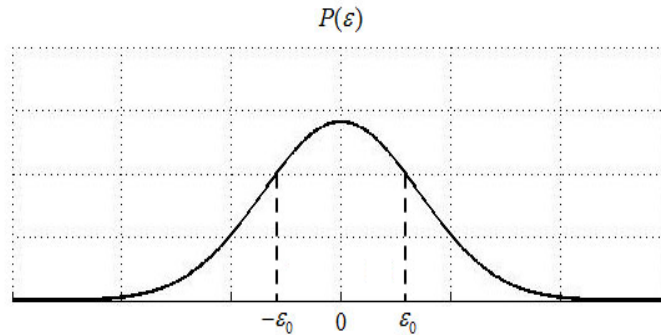


Рис. 4.15. Нормальний закон розподілу похибок

Великі помилки малоймовірні. Ймовірність того, що величина помилки не перевищує $|\varepsilon_0|$, визначається інтегралом ймовірності:

$$P(|\varepsilon| < \varepsilon_0) = \int_{-\varepsilon_0}^{\varepsilon_0} p(\varepsilon) d\varepsilon \quad (4.49)$$

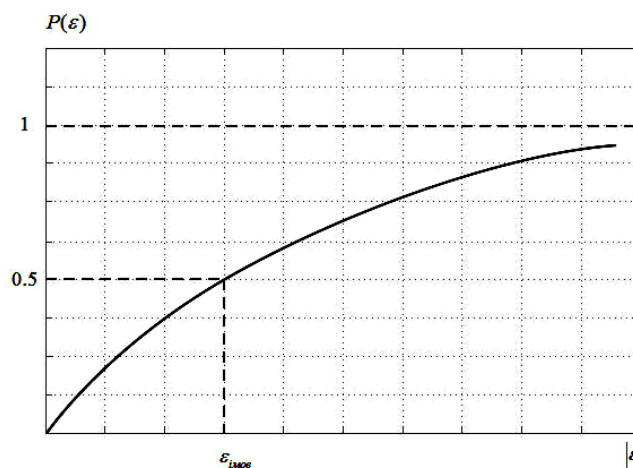


Рис. 4.16. Інтеграл ймовірності

Точність вимірювань характеризується трьома видами похибок:

$\varepsilon_{скв}$ — середньоквадратичне значення;

$\varepsilon_{ймов}$ — ймовірнісне значення;

ε_{max} — максимальне значення.

Середньоквадратичне значення похибки визначається відомим виразом:

$$\varepsilon_{скв}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \varepsilon^2 p(\varepsilon) d\varepsilon.$$

Ймовірнісне значення знаходиться для інтегралу ймовірності $P(|\varepsilon| \leq \varepsilon_{ймов}) = 0.5$ і становить:

$$\varepsilon_{ймов} = \frac{2}{3} \varepsilon_{скв}.$$

Для максимальної похибки $\varepsilon_{мах} = \frac{8}{3} \varepsilon_{скв}$ інтегральна ймовірність вимірювання становить:

$$P(|\varepsilon| < \varepsilon_{мах}) = 0,993.$$

Суттєвий вплив на апостеріорну ймовірність вносить рівень завад, який діє на вході вимірювача. При малому рівні завад ($\sigma \rightarrow 0$) крива апостеріорної ймовірності розміщена вздовж ординати t_3 . Похибка вимірювань[3] $\varepsilon_{скв} = \sigma$, тобто СКВ завади визначає СКВ похибки.

Для завад $\sigma \gg 0$ апостеріорна щільність ймовірності майже не відрізняється від апріорної. А похибку вимірювань можна оцінити як:

$$\varepsilon_{скв} = \frac{t_2 - t_1}{\sqrt{12}}.$$

Так як задача оптимального вимірювання параметрів сигналу зводиться до задачі оптимального виявлення сигналу і забезпеченню необхідної точності, то структурна схема оптимального виявника доповнюється пристроєм вимірювання параметрів сигналу. Основною якісною характеристикою оптимального вимірювання параметрів сигналу є СКВ похибка вимірювання $\varepsilon_{скв}$. Тому пристрій вимірювання параметрів сигналу повинен порівняти виміряний параметр з заданою СКВ похибки. Якщо параметр менше або дорівнює СКВ похибки то пристрій видає результат

вимірювання як кінцевий. В іншому випадку процедура вимірювань повторюється, і результат вимірювань визначається шляхом статистичної обробки виміряних параметрів. Найбільш поширені послідовний, паралельний та паралельно - послідовний методи обробки даних(Додаток 7).

4.5.Лабораторний практикум до розділу 4

У розділі 3.5. приведено комп'ютерний практикум обробки акустичних сигналів у програмному середовищі Matlab і пакеті візуального моделювання Simulink. У цьому розділі використаємо отримані раніше навички для побудови та віртуального дослідження імітаційних моделей (ІМ) прийомних пристроїв. Змінюючи побудову та параметри блоків моделі, дослідимо залежність характеристик виявлення від співвідношення СЗ на вході приймача. Проведемо аналіз результатів моделювання та теоретичних прогнозів. Для виконання робіт по комп'ютерній обробці сигналів треба володіти основами програмування [14] та імітаційного моделювання [15] у програмному середовищі Matlab. Загальні відомості по програмному пакету візуального моделювання Simulink приведені в Додатку 1. Дані отримані в результаті візуального моделювання можуть бути оброблені авторськими програмами (m-файлами). Для цього встановлюють зв'язок між ІМ (S-модель) і програмою обробки сигналу згідно Додатку 2.

Лабораторна робота № 8 Кореляційний детектор для виявлення послідовності імпульсів замаскованих шумовою завадою

Мета роботи: Виявлення імпульсів синхронним кореляційним детектором.

Завдання: Синтезувати в програмному пакеті Simulink ІМ синхронного кореляційного детектора для виявлення послідовності імпульсів

$u_s(t) = U_{sm} \text{rect}\left(\frac{t - \tau_I}{t}\right) \cos \omega_0 t$, замаскованих шумовою завадою з нормальним

законом розподілу щільності ймовірності. Момент приходу імпульсів відомий. Змінюючи відношення СЗ на вході детектору оцінити межу виявлення сигналу. Порівняти результати ІМ з теоретичними розрахунками.

Для фіксованого значення СЗ дослідити вплив частоти зрізу ФНЧ на вид вихідного сигналу.

Вихідні дані: Період слідування імпульсів $T=0.4\text{с}$, тривалість імпульсу $\tau_I=0.1\text{с}$. Ефективні значення сигналу $U_s=1\text{В}$ та завади $U_z=1\text{В}$. Частота заповнення імпульсу $\omega_0=2\pi\cdot 100$.

Рекомендації до виконання:

Побудуємо ІМ (рис. 4.17а) базуючись на схемі синхронного детектора (рис. 4.9). ІМ включає в себе "Генератор радіоімпульсу" та блок "Завада", які синтезують сигнал та заваду з відповідними параметрами. Їх сума поступає на один із входів "Корелятора", на інший вхід подається опорний сигнал - копія імпульсу $u_{on}(t) = u_s(t)$.

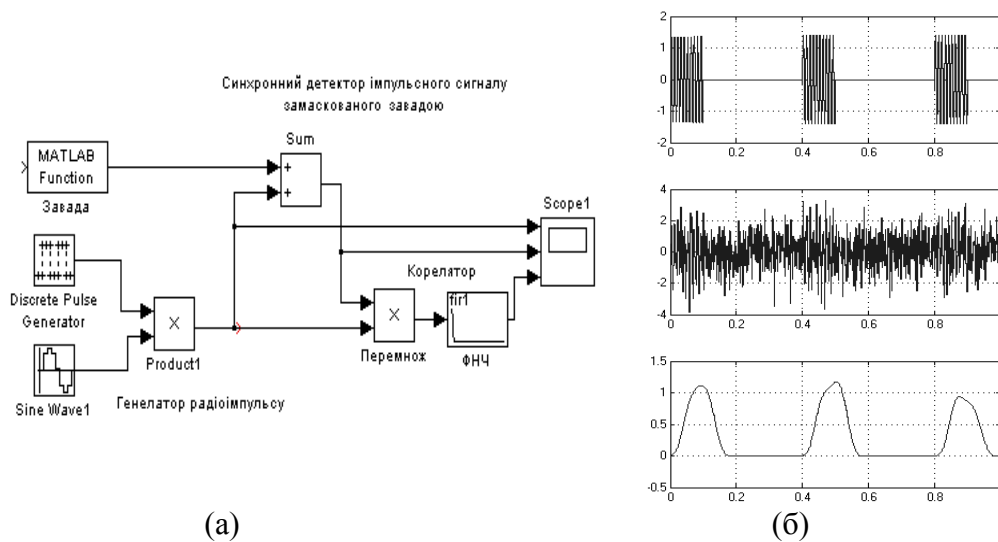


Рис. 4.17. Блок-діаграма ІМ синхронного детектора (а) та осцилограми сигналів (б)

В ІМ установлені наступні параметри – час моделювання $T=1$, крок модельного часу $T_s=0.001$. В блоці "Генератор радіоімпульсу" установлені наступні параметри: ефективне значення $U_s=1\text{В}$, тривалість імпульсу $\tau_I=0.2\text{с}$ та частота коливань -100 Гц. В блоці "Завада" - ефективне значення завади $U_n=1\text{В}$ та постійна складова процесу $U=0\text{В}$. Частота зрізу фільтру нижніх частот "ФНЧ" дорівнює 10 Гц.

На рис. 4.17б показані послідовно осцилограми синтезованої послідовності радіоімпульсів, вхідної суміші сигналу та завади, реакції на

виході корелятора. Процес на виході корелятора має вигляд низькочастотних пульсацій з амплітудою $U_{вихт}$ яка приблизно дорівнює:

$$U_{вихт} \approx U_s^2 = 0.5U_{sm}^2$$

Висновок: ІМ синхронного детектора наглядно демонструє можливість виявлення сигналу замаскованого завадою. Оцінка амплітудного значення сигналу на виході детектору співпадає з теоретичним прогнозом для вказаних у задачі параметрів сигналу та завади.

Лабораторна робота № 9 Кореляційний детектор для виявлення випадкового імпульсного сигналу замаскованого шумовою завадою

Мета роботи: Виявлення випадкового імпульсу синхронним детектором.

Завдання: Синтезувати в програмному пакеті Simulink ІМ синхронного детектора для виявлення імпульсного сигналу $u_s(t) = U_{sm} \text{rect}\left(\frac{t-\tau}{t}\right) \cos \omega_0 t$,

замаскованого шумовою завадою з нормальним законом розподілу щільності ймовірності. Момент приходу імпульсу – випадковий. Розрахувати кількість каналів корелятора та побудувати ІМ для тривалості імпульсу в 2 рази меншій, ніж у розглянутій задачі. Визначити чи зміниться частота зрізу ФНЧ

Вихідні дані: Період локації $T = 1\text{с}$, тривалість імпульсу $\tau_I = 0.2\text{с}$. Ефективні значення сигналу $U_s = 1\text{В}$ та завади $U_n = 1\text{В}$. Частота заповнення імпульсу $\omega_0 = 2\pi \cdot 100 \text{ рад} \cdot \text{Гц}$.

Рекомендації до виконання:

Побудуємо ІМ (рис. 4.18а) ПП з випадковим часом появи сигналу, використавши схему багатоканального корелятора (рис. 4.10) попередньо розрахувавши кількість кореляційних каналів: $K = T / \tau_I = 5$. Кожний із каналів має блок затримки - "Transport Delay", з часом затримки $\Delta t_k = (k-1)\tau_I$ (k - номер каналу кореляції). Для моделювання випадкового приходу сигналу використовується блок "Затримка сигналу". Цей блок затримує імпульс за випадковим законом розподілу модельного часу в діапазоні 0-1.

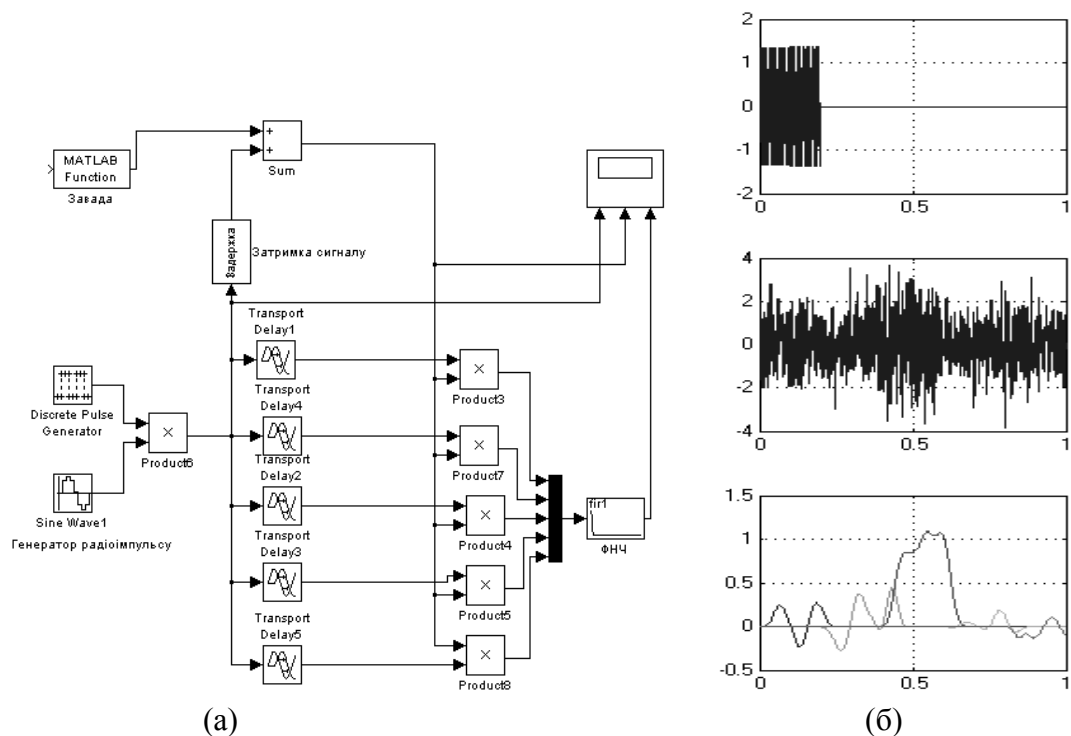


Рис. 4.18. Блок-діаграма ІМ багатоканального корелятора (а) та осцилограми сигналів(б)

В ІМ установлені наступні параметри – час моделювання $T=1$, крок модельного часу $T_s=0.001$. В "Генераторі радіоімпульсу" установлені наступні параметри: ефективне значення $U_s=1B$, тривалість імпульсу $\tau_I=0.2$ та частота коливачь -100 Гц. В блоці "Завада" - ефективне значення завади $U_i=1B$, постійна складова процесу $U=0B$. Частота зрізу фільтру нижніх частот "ФНЧ" дорівнює 5 Гц.

Як видно з осцилограми (рис. 4.18б) розпізнати сигнал на фоні завади важко. На нижній осцилограмі приведено реакцію на виході корелятора, з якої можна констатувати присутність сигналу у третьому каналі, а також оцінити момент його приходу $t_3=0.5c$.

Висновок: Імітаційна модель багатоканального корелятора наглядно демонструє можливість виявлення сигналу з випадковим часом появи. Оцінка амплітуди сигналу на виході детектору відповідає теоретичним прогнозом для вказаних у задачі параметрах сигналу та завади.

Лабораторна робота № 10 Кореляційний детектор для виявлення тонального сигналу замаскованого шумовою завадою

Мета роботи: Дослідження кореляційного детектування тонального сигналу замаскованого завадою.

Завдання: Синтезувати в програмному пакеті Simulink ІМ кореляційного детектора для виявлення тонального сигналу $u_s(t) = U_{sm} \cos \omega_0 t$ замаскованого шумовою завадою з нормальним законом розподілу. Дослідити залежність параметрів вихідного сигналу від часу затримки опорного сигналу для фіксованого відношення СЗ ($q_{ex}=1$) на вході детектора. Доповнити ІМ кореляційного детектора вимірювачем відношення СЗ на вході ПП. Змінюючи відношення СЗ на вході детектора дослідити зміну СЗ на його виході.

Вихідні дані: Період спостереження $T=1с$. Ефективні значення сигналу $U_s=1В$ та завади $U_n=1В$. Частота сигналу $\omega_0=2\pi \cdot 100 \text{ рад} \cdot Гц$.

Рекомендації до виконання:

Побудуємо ІМ (рис.4.19а) ПП за схемою кореляційного детектора (рис. 4.10). Особливістю схеми є застосування блоку "Затримка", параметр якого будемо змінювати в процесі досліджень.

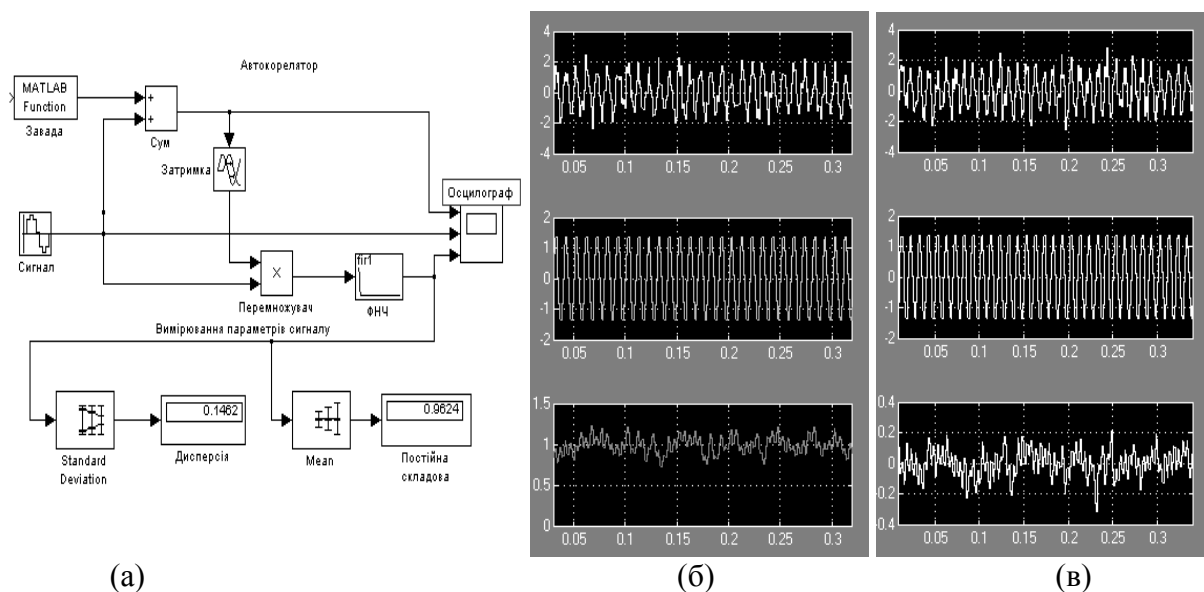


Рис. 4.19. Блок-діаграма ІМ корелятора (а) та осцилограми сигналів(б),(в), які пояснюють функції блоків

Моделльні параметри – час моделювання $T=1$, крок модельного часу $T_s=0.001$. В блоці "Сигнал" установлені наступні параметри: ефективне значення тонального сигналу $U_s=1B$, частота коливань -100 Гц. В блоці "Завада" - ефективне значення завади $U_i=1B$, постійна складова процесу $U=0B$. Ланцюг "Вимірювання параметрів сигналу" дозволяє виміряти змінну та постійну складові на виході автокорелятора.

На екранах багатоканального осцилографа (рис. 4.19б,в) зафіксовані осцилограми для двох експериментів, проведених для різних параметрів часу затримки в блоці "Затримка". Якщо час затримки відповідає умові кратності періоду високочастотного заповнення (рис. 4.19б) то сигнал на виході автокорелятора має максимальне значення постійної складової. Величину постійної складової можна оцінити першим рівнянням виразу (4.30), або по значенню вольтметра "Постійна складова". Якщо час затримки не відповідає умові кратності (рис.4.19в), то на виході автокорелятора постійна складова відсутня. Виявлення сигналу кореляційним детектором застосовується в задачах пасивної локації, коли параметри сигналу не відомі. Час затримки змінюють плавно до отримання максимуму постійної складової сигналу на його виході. Частоту прийнятого сигналу розраховують по значенню параметру затримки.

Висновок: Проведений експеримент з ІМ кореляційного детектора підтвердив правило виявлення сигналу замаскованого завадою, а саме, присутність на виході корелятора постійної складової у разі кратності часу затримки періоду виявляє мого сигналу.

Лабораторна робота № 11 Оптимальний приймач імпульсного сигналу замаскованого шумовою завадою

Мета роботи: Дослідження автокореляційного детектування імпульсного сигналу замаскованого завадою

Завдання: Синтезувати в програмному пакеті Simulink ІМ автокореляційний детектор для виявлення імпульсного сигналу замаскованого шумовою

завадою. Сигнал має вид $u_s(t) = U_{sm} \text{rect}(\frac{t-\tau}{t}) \cos \omega_0 t$. Законом розподілу щільності ймовірності завали - нормальний. Провести модельний експеримент по визначенню мінімального відношення СЗ на вході детектора, для якого можна виявити імпульсний сигнал. Визначити вірогідність виявлення.

Вихідні дані:Період спостереження $T = 1\text{с}$, тривалість імпульсу $\tau_i = 0.1\text{с}$. Ефективні значення сигналу $U_s = 1\text{В}$, завади $U_i = 1\text{В}$. Частота заповнення імпульсу $\omega_0 = 2\pi \cdot 100\text{рад} \cdot \text{Гц}$.

Рекомендації до виконання:

Блок-діаграма ІМ автокореляційного детектора імпульсних сигналів представлена на рис.4.20а. В модель для імітації імпульсного сигналу введено генератор імпульсів з несучою "Радіосигнал". Параметри модельного процесу та блоків моделі аналогічні параметрам, що розглядались в попередніх практикумах.

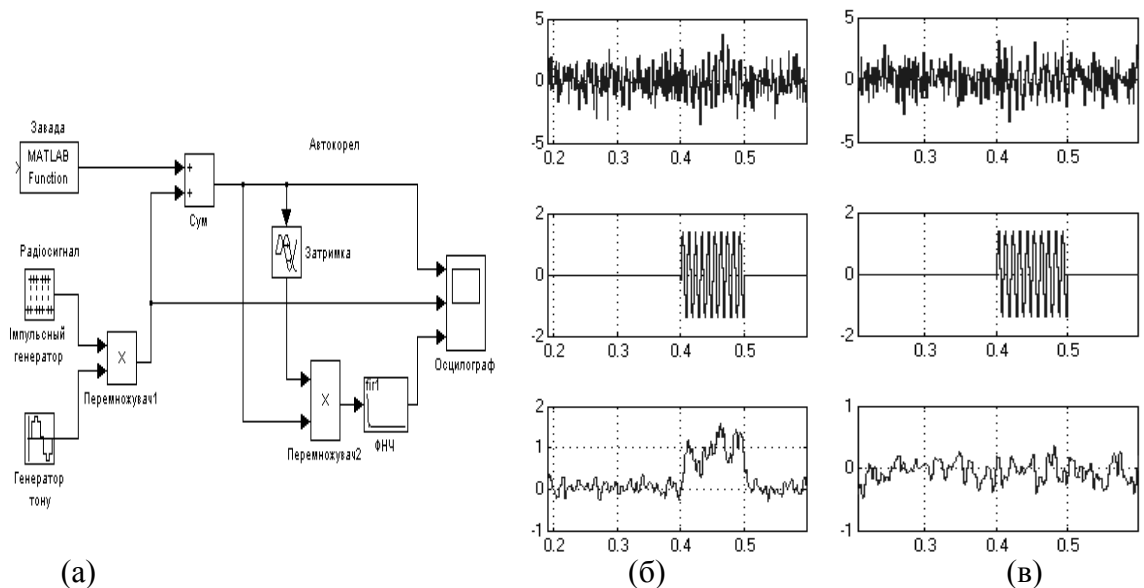


Рис.4.20. Блок-діаграма ІМ автокорелятора (а) та осцилограми сигналів (б),(в)

В результаті моделювання встановлено, що імпульс добре виявляється навіть для відношення СЗ на вході корелятора $q_{вх}=1$ (рис.4.20б) за умови що час затримки не перевищує тривалості імпульсу та кратний періоду високочастотного заповнення. В іншому разі сигнал на виході приймача не

фіксується (рис.4.20в). Для того щоб зменшити вірогідність пропуску сигналу та підвищити швидкість обробки ОП синтезують із великої кількості кореляторів з різними параметрами блоку "Затримка".

Висновок: Проведений експеримент з ІМ автокореляційного детектора підтвердила правило виявлення сигналу замаскованого завадою, а саме присутність на виході автокорелятора постійної складової у разі коли час затримки не перевищує тривалості імпульсу та кратний періоду очікуваного сигналу.

Лабораторна робота № 12 Кореляційний детектор для виявлення послідовності імпульсів замаскованих завадами

Мета роботи: Дослідження взаємного кореляційного детектування імпульсного сигналу замаскованого статистично не залежними завадами

Завдання: Синтезувати в програмному пакеті Simulink ІМ взаємного кореляційного детектора для виявлення послідовності імпульсів

$u_s(t) = U_{sm} \text{rect}\left(\frac{t-\tau}{t}\right) \cos \omega_0 t$. Сигнал приходить по двом каналам. У кожному каналі діє шумова завада з нормальним законом розподілу. Шуми в каналах не корельовані. Провести модельний експеримент по визначенню мінімального відношення СЗ на вході детектора, для якого можна виявити імпульсний сигнал. Визначити вірогідність виявлення.

Вихідні дані: Період слідування імпульсів $T=0.4c$, тривалість імпульсу тривалість імпульсу $\tau_I=0.2c$. Ефективні значення сигналу $U_s=1B$, першої завади $U_n=1B$. другої завади $U_\xi=1B$. Частота заповнення імпульсу $\omega_0 = 2\pi \cdot 100 \text{ рад} \cdot \text{Гц}$.

Рекомендації до виконання:

Для виявлення сигналу, що приходить по двом каналам скористаємося алгоритмом (4.35) та схемою побудови взаємного кореляційного детектору (4.9). Діаграма ІМ детектора приведена на рис. 4.21а.

Завади в кожному із каналів статистично незалежні одна від одної, тому формується окремими блоками "Завада1" та "Завада2". Параметри моделювання та параметри блоків моделі встановлені по аналогії з задачами розглянутими раніше.

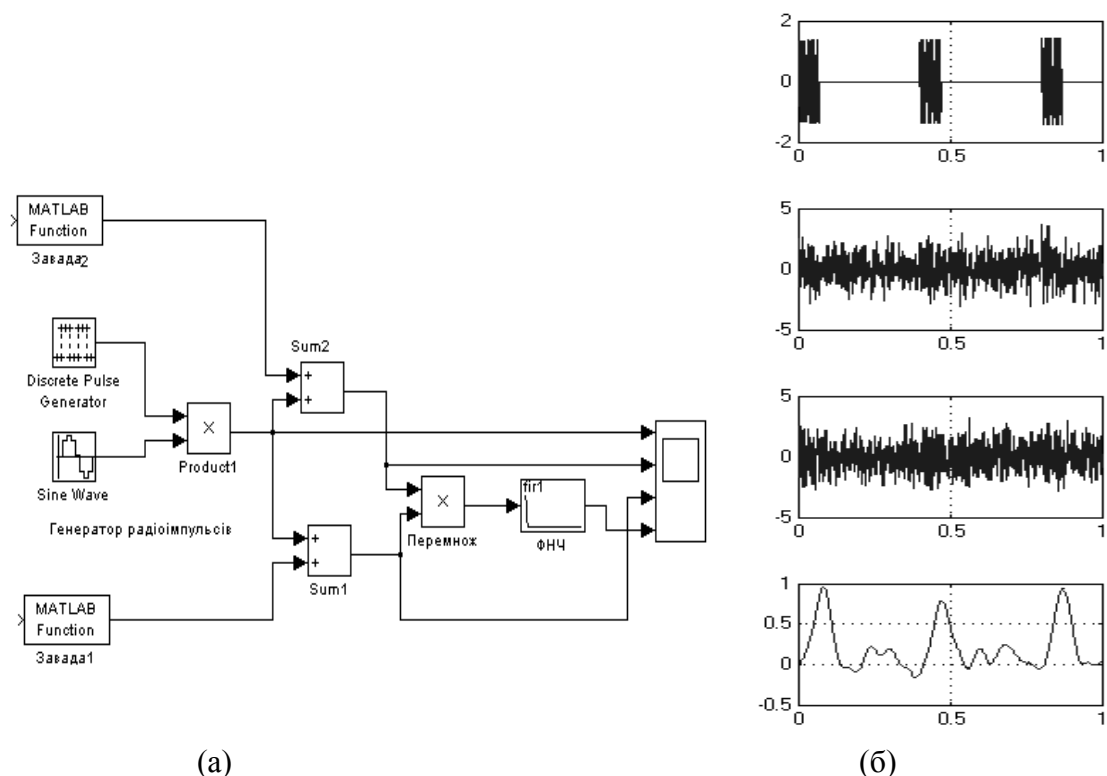


Рис. 4.21. Блок-діаграма ІМ взаємного корелятора (а) та осцилограми процесів (б)

На верхній осцилограмі (рис. 4.21б) наведено синтезовану послідовність радіоімпульсів. На другій і третій осцилограмах показані суміші сигналу та завади, що поступають на входи кореляційного приймача. Розпізнати сигнал на фоні завади практично не можливо. На нижній осцилограмі приведено реакцію на виході двоканального корелятора з якої можна констатувати присутність сигналу. На практиці двоканальні корелятори застосовуються при статистичній незалежності завад у каналах. Така закономірність має місце для електронних шумів в каналах і не завжди справедлива до зовнішніх завад, які у більшості випадків статистично залежні.

Висновок

Проведений експеримент з ІМ взаємного кореляційного детектора підтвердила можливість виявлення сигналу замаскованого завадою, для випадку статистично не залежних завад, які діють у каналах корелятора.

Лабораторна робота № 13 Неоптимальний приймач імпульсів замаскованих шумовою завадою

Мета роботи: Дослідження детектування сигналу неоптимальним приймачем

Завдання: Дослідити ІМ (рис. 4.22а) неоптимального приймача (ТКВ) для виявлення імпульсів $u_s(t) = U_{sm} \text{rect}(\frac{t-\tau}{t}) \cos \omega_0 t$, замаскованих шумом.

1. Провести модельний експеримент по визначенню мінімального відношення СЗ на вході детектора, для якого можна виявити імпульсний сигнал. Визначити вірогідність виявлення.
2. Дослідити вплив смуги частот СФ на результат виявлення сигналу.

Вихідні дані: Період слідування імпульсів $T = 0.4 \text{с}$, тривалість імпульсу $\tau_I = 0.2 \text{с}$. Ефективні значення сигналу $U_s = 1 \text{В}$, першої завади $U_n = 1 \text{В}$. другої завади $2 U_\xi = 1 \text{В}$. Частота заповнення імпульсу $\omega_0 = 2\pi \cdot 100 \text{рад} \cdot \text{Гц}$.

Рекомендації до виконання:

ІМ включає в себе "Генератор радіоімпульсу" та "Завади", які синтезують сигнал та заваду з відповідними параметрами. Смуговий фільтр (СФ), квадратичний детектор (КД) та фільтр нижніх частот (ФНЧ) складають ПП, побудований по схемі ТКВ. Пристрій прийняття рішення (ППР) реалізовано по схемі компаратора. Параметри модельного процесу, блоків генерації сигналу та завади такі ж як і в розглянутих раніше ІМ. СФ налаштований на параметри радіоімпульсу. Частота зрізу фільтру блоку "ФНЧ" - 5 Гц. У ППР встановлено значення порогу $U_0 = 1 \text{В}$.

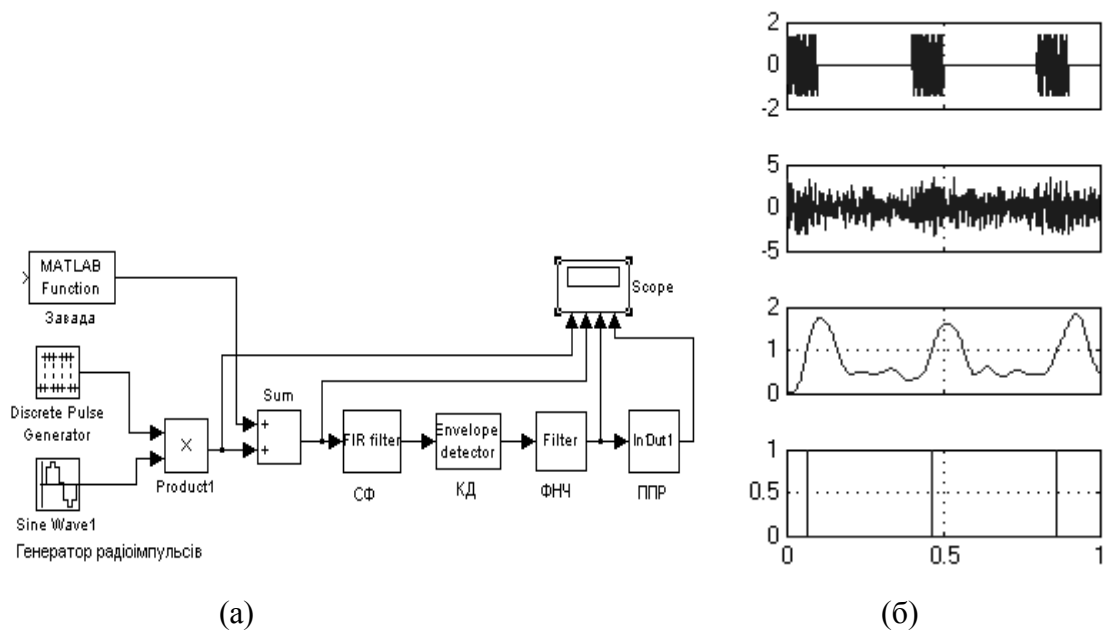


Рис. 4.22. Блок-діаграма ІМ типового каналу виявлення (а) та осцилограми (б)

На екрані осцилографа "Scope" (рис. 4.22б) відображаються осцилограми сигналів на виході окремих блоків. Приведена вихідна реакція приймача (третя осцилограма) та компаратора (четверта осцилограма). Сигнал на виході компаратора (цифрова "1") з'являється при рівності чи перевищенні реакції приймача порогового значення. Тобто, перевіряється умова прийняття рішення:

$$\begin{cases} A=1, U(t) \geq U_0 \\ A=0, U(t) < U_0 \end{cases}$$

Висновок: ІМ приймача – ТКВ, підтвердила можливість виявлення сигналу замаскованого завадою.

Лабораторна робота № 14 Типовий канал виявлення

Мета роботи: Дослідження залежності середньої кількості хибних спрацювань від величини завади на вході приймача

Завдання: Дослідити залежність середньої кількості хибних спрацювань від величини завади, яка діє на вході ТКВ, за умови відсутності сигналу і фіксованому порозі компаратора.

1. Розрахувати параметр блоку ППР для першої моделі сигналу, якщо величина хибної тривоги $F=0.05$, а величина завади . Встановити розраховані

параметри в ІМ та провести модельний експеримент з метою визначення величина хибної тривоги F^* . Зробити висновки.

2. Дослідити залежність середньої кількості хибних спрацювань від частотної смуги СФ блоку ТКВ для параметрів визначених у попередньому завданні. Смугу частот змінювати від 0.02 до 0.2 з кроком 0.02 частоти Найквіста.

Вихідні дані: Величину завади змінювати від $U_n = 0.5B$ до $U_n = 1.6B$ через 0.1B. Кількість випробувань для кожного значення завади вибрати рівним 100.

Рекомендації до виконання:

Модельний експеримент будемо проводити з використанням програми "Program ZUKL1" (Додаток 8), яка управлятиме ІМ. Адаптуємо ІМ ТКВ, розглянуту раніше, до розв'язку поставленої задачі. Введемо блок "Запис" (рис. 4.23а), який зберігає вихідні дані в файл "yout" у робочій області Matlab. Замінімо параметри блоків, які повинні змінюватись за умовою задачі, на ідентифікатори. Так, замість параметру U_i в блоці "Завада" введемо ідентифікатор SKV, а замість константи порогового значення в блоці "ППР" - ідентифікатор U_0 . Зауважимо, що модель не буде "працювати" при виклику з панелі управління. Викликати її можна тільки за допомогою програми-функції ZUKL1.m.

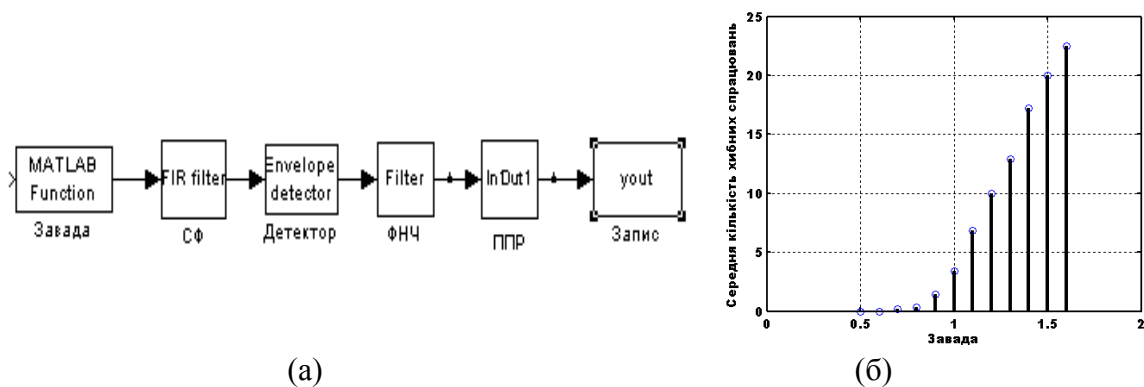


Рис. 4.23. Блок-діаграма ІМ ТКВ (а) та результати статистичних досліджень (б)

Отриманий модельний результат (рис. 4.23б) показує збільшення хибних спрацювань (в процентному співвідношенні) з ростом ефективної величини завади.

Висновок: Використання програми-функції дозволяє "автоматизувати" модельний експеримент та обробку його результатів. Такий підхід підвищує ефективність моделювання, дає можливість швидко та наглядно отримати відповідь на поставлену задачу.

ДОДАТОК 1

Загальні відомості по програмному пакету візуального моделювання SIMULINK

Програмний пакет Simulink [15] дозволяє складати, моделювати і аналізувати системи, функціонування яких носить змінний в часі характер. Такі системи називають динамічними. Simulink можна використовувати для дослідження поведінки широкого ряду динамічних систем, включаючи електричні ланцюги, електричні, механічні та термодинамічних систем. Моделювання динамічних систем в Simulink являє собою двоступінчастий процес. На *першій стадії*, використовуючи редактор моделей Simulink, розробник створює графічну модель системи. Ця модель описує математичні співвідношення між входами, виходами і станами системи в часі. На *другій стадії* Simulink використовується для моделювання поведінки системи на певному часовому інтервалі.

Блок - діаграмою називається графічне відображення моделі динамічної системи в Simulink. Блок - діаграма складається з *блоків*, пов'язаних сполучними лініями. Блок - елементарна динамічна система, відома в Simulink. По виду вихідних функцій блоки діляться на безперервні і дискретні. Вихідний сигнал дискретних блоків змінюється лише в певні моменти умовного модельного часу, інтервали між якими можуть бути задані для кожного блоку окремо. Такий інтервал називається Sample Time. Вихідний сигнал безперервних блоків, вважається, змінюється безперервно. Насправді ж він змінюється в моменти часу, інтервал між якими - Simulation Step, помітно менше, ніж Sample Time. Ця умова Simulink забезпечує автоматично.

Тип блоку визначає співвідношення між виходами, входами, станами і часом. Блок-діаграма може містити будь-яку кількість будь-яких блоків. Кожен блок Simulink асоціюється з набором функцій, які визначають залежність від часу співвідношень входу, стану і виходу тобто вихідна

функція визначає залежність виходу від часу, входу і вектора стану. *Стан* - це змінна (вектор змінних), яка визначає вихід блоку. Поточне значення змінної зберігає попередні значення станів, з яких обчислюється поточний стан. Блоки з функцією станів називаються блоками з пам'яттю.

Ключові властивості багатьох блоків параметризовані. Для введення і контролю параметрів служать діалогові вікна. Важливими властивостями параметрів блоків є можливість їх завдання у вигляді виразів Matlab, а також можливість інтерактивного їх зміни (регулювання) вже в процесі моделювання. Таким чином, в процесі імітації роботи системи є можливість визначити оптимальні параметри. Для більш швидкого виконання моделювання можна вручну скасувати регулювання параметрів.

Набір стандартних блоків Simulink включає в себе *дискретні і безперервні* блоки. Як було зазначено вище, безперервні блоки дають безперервний відгук на безперервний вхідний сигнал. Дискретні блоки, на відміну від безперервних, відгукуються на зміни вхідного сигналу лише в моменти часу, кратні деякому фіксованому інтервалу - Sample Time. Дискретні блоки тримають сигнал постійним протягом кожного такого одиничного інтервалу. Кожен дискретний блок має власний параметр для установки Sample Time - установки дискретності його вихідного сигналу.

Багато блоків Simulink можуть бути як дискретними так і безперервними. Це залежить від типу блоку, вихід якого приєднаний до входу такого блоку. Такі двоїсті блоки можуть мати параметр, що встановлює тип стану. Параметр встановлюється в «0», якщо хоча б один з входів блоку безперервний або параметр дорівнює найменшому кратному Sample Time, якщо тип стану блоку дискретний.

Існує поняття постійного Sample Time, яке приймається рівним нескінченності. (Мається на увазі, що параметри блоку - вхід, вихід, стан - не змінюються під час моделювання системи). Прикладом такого блоку є блок постійної величини - Const. Для полегшення відмінності блоків з різними

параметрами Sample Time існує опція подання блоків блок - діаграми різними кольорами. Прийняті кольорові позначення:

- чорним кольором позначаються безперервні блоки;
- червоним - дискретні з найшвидшим Sample Time;
- зеленим, синім – другі та треті по швидкості блоки;
- малиновим – блоки з постійним Sample Time;
- жовтим позначаються гібридні блоки.

Представлення часу в імітаційній моделі. При знайомстві з імітаційним експериментом необхідно представляти що він є спостереженням за поведінкою системи в деякий проміжок часу. У зв'язку з цим при розробці майже будь-якої імітаційної моделі і плануванні проведення модельних експериментів необхідно співвідносити між собою три представлення часу:

- реальний час, в якому відбувається функціонування імітованої системи;
- модельний час, в масштабі якого організовується робота моделі;
- машинний час, що відображає витрати часу ЕОМ на проведення імітації;

За допомогою механізму модельного часу вирішуються наступні завдання:

- відображення переходу модельованої системи з одного стану в інше;
- виробляється синхронізація роботи компонент моделі;
- змінюється масштаб часу функціонування досліджуваної системи;
- виробляється управління ходом модельного експерименту;
- моделюється паралельна реалізація подій в моделі.

Зміна часу з постійним кроком (Fixed step). Метод постійного кроку доцільно використовувати в тому випадку, якщо:

- події з'являються регулярно, їх розподіл в часі досить рівномірний;
- число подій велике і моменти їх появ близькі;
- неможливо заздалегідь визначити моменти появи подій.

Слід звернути увагу на те, що при моделюванні з постійним кроком результат моделювання безпосередньо залежить від величини цього кроку. Причому, якщо крок буде дуже великим, то результат, швидше за все, буде невірним. Момент закінчення чергового кроку дуже рідко збігатиметься з реальним часом.

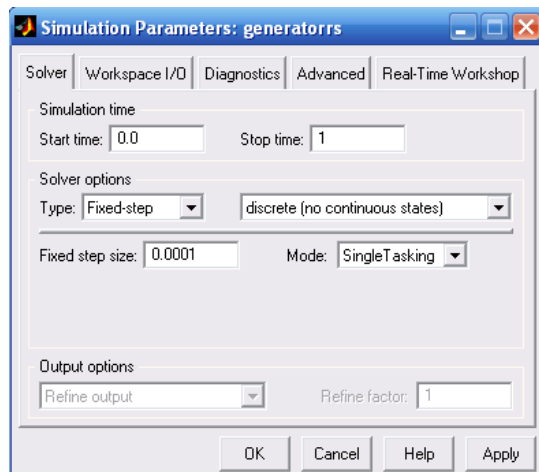


Рис.Д1. Меню установок імітаційної моделі

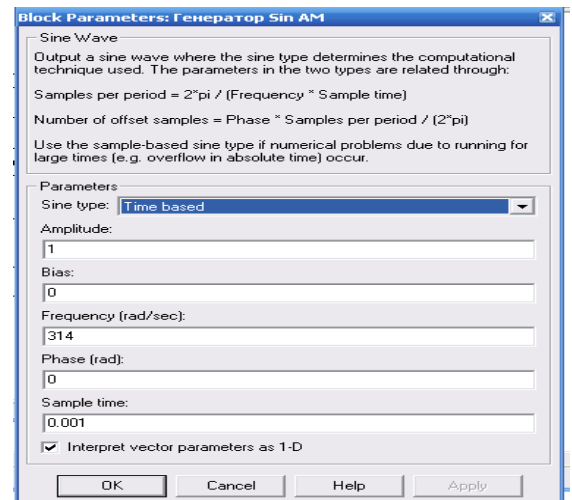


Рис.Д2. Діалогове вікно блоку

Встановлюється крок модельного часу в робочій області Simulink. У верхньому меню вибираємо Simulation, потім у віконці вибираємо Parameters (рисД1). З'являється діалогове вікно параметрів моделювання, де можна встановити час початку моделювання *Start Time*, кінець моделювання *Stop Time*. У Solver options вибираємо Type: *Fixed step*. Нижче в рядку *Fixed step size* встановлюємо необхідне значення кроку модельного часу.

Приклад установки блоку генератора приведено на рис.Д2. Необхідною умовою є встановлення $Fixed\ step\ size \leq Sample\ Time$

ДОДАТОК 2

Зв'язок між імітаційною S- моделлю та m-файлом

Для того щоб обробити результати моделювання в програмному пакеті Simulink в діаграму включають блок “*To file*”, який записує дані в робочу область програми. Далі встановлюють зв'язок між імітаційною S- моделлю і програмою обробки сигналу m-файлом. Ця процедура здійснюється наступним чином:

Відкрийте імітаційну S-модель і m-файл – програма що буде виконувати обробку даних у відповідних вікнах Matlab.

У вікні Matlab command Window треба ввести рядок:

```
set_param('ім'я моделі', 'stopFcn', 'ім'я m- файлу').
```

Для перевірки, що установка прийнята, введіть рядок:

```
get_param('ім'я моделі', 'stopFcn').
```

При правильних установках в робочому вікні Matlab з'явиться ім'я m-файлу:

```
ans = ім'я m- файлу
```

Далі перейти у вікно Simulink і зберегти імітаційну модель повторно. Модель готова до роботи.

Натиснути кнопку запуску S-молі.

ДОДАТОК 3

Програма спектральної обробки даних

В процесі роботи ІМ “ am2.mdl ” автоматично створюється файл даних модельованого процесу “signal”, представлений у вигляді двовимірного масиву. Перший рядок t - вектор часу з кроком рівним часу дискретизації (Sample Time) T_s довжиною $N=T/T_s$, визначеною часом моделювання T ; другий рядок y – вектор значень амплітуди сигналу у відповідні моменти часу. Після закінчення моделювання дані обробляються програмою “Spectr.m”. Зв’язок між файлом програми та ІМ описано у додатку 2. Обчислення спектру проводиться з використанням функцій швидкого перетворення Фур’є із бібліотеки Matlab. Текст програмного блоку приведено нижче.

```
% Program Spectr.m
% Програма спектральної обробки даних
load signal
% У змінну t записуються значення часу, а в змінну y
% значення амплітуди сигналу відповідають певним значенням часу
t=signal(1,:);
y=signal(2,:);
% визначення параметрів процесу модуляції
T=1;
N=length(t); Ts=T/N;df=1/T;Fm=1/Ts;
% графік сигналу АМ модуляції
figure(1);plot(t,y);
%Розрахунок спектру сигналу
%Швидке Ф -перетворення
Y=fft(y,N);
%Перебудова вектору Ф-перетворення
f1=-Fm/2:df:Fm/2-1;INV=fftshift(Y);
AS=abs(INV);
ASN=AS/max(AS);
figure(2);plot(f1,ASN),grid;
title(' Математичний спектр АМ сигналу');
```

ДОДАТОК 4

Приклад програми SSB модуляції з використанням перетворення Гільберта

Алгоритм передбачає отримання аналітичного сигналу з використанням перетворення Гільберту над дійсним сигналом $x(t)$. Дійсна та уявна складові аналітичного сигналу модулюють квадратурні компоненти несучої складової $\sin(\omega_0 t)$, $\cos(\omega_0 t)$, сума яких і дає SSB - сигнал. Далі виконується операція спектральної обробки з використанням Фур'є перетворення. Текст програми "SSB_Hilbert.m" приведено нижче.

```
% Program SSB_Hilbert
% Приклад використання Гільберт перетворення для SSB модуляції
clear;clc;
% Вихідні параметри
fd=1000; % частота дискретизації
f1=15;   % частота модулюючого сигналу 1
f2=10;   % частота модулюючого сигналу 2
f0=100;  % частота несучої
T=1;     % тривалість сигналу
t=0:1/fd:T-1/fd; % вектор часу
df=1/T;
%-----Процедура модуляції-----
x=cos(2*pi*f1*t)+cos(2*pi*f2*t);% модулюючий сигнал
h=hilbert(x);                  % Гільбертове перетворення
rh=real(h);                    % дійсна частина аналітичного сигналу
imh=imag(h);                   % уявна частина аналітичного сигналу
cg=rh.*cos(2*pi*f0*t);
sg=imh.*sin(2*pi*f0*t);
s_SSB_Up=cg - sg; % SSB-верхня смуга частот
s_SSB_L=cg + sg; % SSB-нижня смуга частот
figure(1);
subplot(3,1,1);
plot(t,x);                    % графік модулюючого сигналу
title('Модулюючий сигнал');
subplot(3,1,2);
plot(t,s_SSB_Up);
title('SSB сигнал-верхня смуга');
subplot(3,1,3);
plot(t,s_SSB_L);
title('SSB сигнал-нижня смуга');
%Розрахунок спектру модульованого сигналу
%Швидке Фур'є -перетворення
N=length(t);Fm=fd;
Y=fft(s_SSB_Up,N);
%Перебудова вектору Фур'є -перетворення
f1=-Fm/2:df:Fm/2-1;
INV=fftshift(Y);
AS=abs(INV);
ASN=AS/max(AS);
figure(2); plot(f1,ASN),grid;title ('Математичний спектр АМ сигналу')
```

ДОДАТОК 5

Розрахунок кореляційної функції по файлу даних

В процесі роботи ІМ “correlator1.mdl” автоматично створюється файл даних “Cor.mat”, представлений у вигляді двовимірного масиву. Перший рядок t - вектор часу з кроком рівним часу дискретизації T_s довжиною $N=1/T_s$; другий рядок y – вектор значень амплітуди сигналу у відповідні моменти часу. Після закінчення моделювання дані обробляються програмою “plotCor.m”. В ІМ кореляційна функція будується за допомогою стандартної функції бібліотеки програм Matlab “ xcorr(...) ”. Зв’язок між файлом програми та ІМ описано у додатку 2.

```
%Program plotCor.m
%Розрахунок кореляційної функції( КФ) по файлу даних Cor
load Cor;
%Кореляційна обробка
L=length(Cor); %визначення довжини файлу даних
[c,lags]=xcorr(Cor(2,:),L,'coeff');
%Пообудова графіків
figure(1);
subplot(2,1,1);
plot(Cor(1,:),Cor(2,:)),grid;
title('Сигнал');
subplot(2,1,2);
plot(lags,c), grid;
title('Кореляційна функція');
```

ДОДАТОК 6

Програма побудови гістограми випадкового процесу

В процесі роботи ІМ “gistogram.mdl” автоматично створюється файл даних “gist”, представлений у вигляді двовимірного масиву. Перший рядок t -вектор часу з кроком рівним часу дискретизації T_s (Sample Time) довжиною $N=T/T_s$, визначеною часом моделювання T . Другий рядок y – вектор значень амплітуди сигналу у відповідні моменти часу. Після закінчення моделювання дані обробляються програмою «plotgist.m». Зв'язок між файлом програми та ІМ описано у додатку 2.

```
%Program plotgist.m
%Програма побудови гістограми випадкового процесу
% Загрузка файлу даних
load gist
figure(1);
hist(gist(2,:),100);
title('Розподіл ВП')
xlabel('Значення ВП');
ylabel('Кількість');
```

Додаток 7

Послідовний, паралельний та паралельно - послідовний методи обробки даних

Розглянемо метод послідовної обробки даних на прикладі вимірювання імпульсним методом відстані (часу затримки) до деякого нерухомого об'єкта. Акустичний канал являє собою анізотропне середовище, в якому присутні деякі структурні рухи, наприклад, переміщення шарів рідини, потоки тощо. Фізичні характеристики середовища – густина, температура – непостійні, що призводить до випадкових змін швидкості звуку в акустичному тракті. Наявність анізотропії та руху середовища призводить до зміни траєкторії акустичного променя, його заломлення та зміщення. Всі ці фактори, врешті, призводять до флуктуації амплітуди і фази сигналу на вході приймача. На вхід ЕАПП разом із сигналом поступає акустичний шум до якого додаються електричні завади пристрою обробки сигналу. Таким чином сигнал на вході системи, параметри якого підлягають вимірюванню, відповідає третій моделі сигналу з випадковими амплітудою та фазою. Для виявлення застосуємо ОП сигналів з флуктуючими параметрами (рис.4.12) та доповнимо його вимірювачем параметрів. Алгоритм роботи вимірювача базується на статистичній обробці даних окремих вимірювань. На виході вимірювача формується масив значень вимірюваного параметра – часу затримки відбитого імпульсу t_3 . Задача полягає у тому, щоб визначити відстань до об'єкта з деякою похибкою яку назовемо ε_0 , за допомогою *послідовного методу*. Нижче наведено програмний алгоритм обробки. Введемо наступні позначення:

T_0 - період локації; m - номер відліку даних;

N - кількість елементів масиву даних;

$t_m, \overline{t_m}, t_m^*$ - поточне значення, середнє значення та оцінюване значення вимірюваної величини відповідно;

D_m, D_m^* - поточна та оцінювана дисперсія відповідно;

$\varepsilon_0, \varepsilon^*$ - задана за умовою задачі та оціночна похибки вимірювання відповідно.

Суть методу *послідовної обробки* полягає у отриманні оцінюваних характеристик вимірюваної величини для поточних відліків, розраховані похибки вимірювань та забезпечено виконання критерію точності. Нижче приведено алгоритм розрахунку.

На першому кроці задаються вихідні параметри, взяті із умови задачі:

$$m = 1; \bar{t}_1^* = \bar{t}_1 - t_1.$$

Дисперсія похибки приймається рівною максимально можливій похибці:

$$D_m = D_m^* = T_0.$$

На наступних кроках значення параметру m збільшується :

$$m = 2, 3, \dots, N$$

Поточні параметри обчислюються за формулами:

$$\bar{t}_m = \bar{t}_{m-1} \cdot \frac{m}{m+1} + \frac{t_m}{m+1}; D_m = \left(\frac{\bar{t}_m - \bar{t}_{m-1}}{2} \right)^2; D_m^* = \frac{D_{m-1}^* D_m}{D_{m-1}^* + D_m}$$

На кожному кроці визначається оцінка вимірюваного параметру та похибки:

$$t_m^* = \left(\frac{t_{m-1}}{D_{m-1}^*} + \frac{t_m}{D_m} \right) D_m^*$$

$$\varepsilon^* = \frac{\sqrt{D_m^*}}{t_m^* \sqrt{N}} \leq \varepsilon_0$$

У разі виконання нерівності процес розрахунку завершується. Оціночне значення є шуканим результатом вимірювань. В іншому випадку розрахунок продовжується. Якщо умова якості вимірювань не виконалась по результату обробки N даних, треба збільшити параметр N або величину заданої похибки ε_0 . Характер залежності оцінюваної похибки від кількості даних приведено на рис.ДЗ.

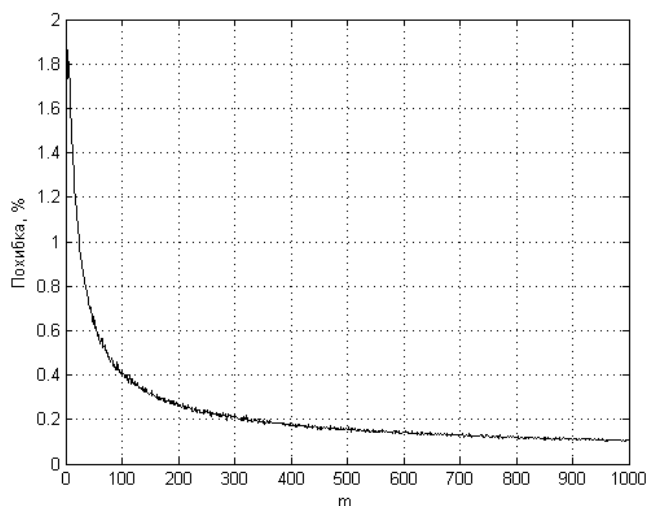


Рис.Д3. Залежність величини похибки від кількості вхідних даних

Суть *паралельного методу* полягає у накопиченні даних. Довжина цієї множини визначається об'ємом пам'яті апаратних засобів та допустимим часом обробки сигналу. Алгоритм визначення оцінюваних значень зводиться до обчислення параметрів вибірок на інтервалі спостереження.

Оцінюване значення параметра визначається як середнє:

$$\bar{t} = t^* = \frac{1}{N} \sum_m^N t_m$$

Оцінювана дисперсія визначається дисперсією дискретних параметрів вимірювання:

$$D^* = \frac{1}{N} \sum_m^N (t_m - \bar{t}_m)^2$$

Оцінка похибки вимірювань та порівняння з заданою похибкою ε_0 :

$$\varepsilon^* = \frac{\sqrt{D^*}}{t^* \sqrt{N}} \leq \varepsilon_0$$

Недоліком паралельного методу обробки інформації є не оптимальність використання апаратних та часових ресурсів вимірювального засобу. З метою скорочення часу обчислень та економії пам'яті апаратних засобів, на практиці застосовують послідовно-паралельний метод.

Метод *паралельно – послідовної обробки* полягає у тому, що на першому етапі за допомогою паралельного методу, для малої множини даних,

розраховуються значення які є вихідними для послідовного методу обробки. На другому етапі використовується, власне, послідовний метод. Такий підхід дозволяє забезпечити необхідну точність вимірювань при мінімальних затратах часових та апаратних ресурсів вимірювального засобу. Вимірювання параметрів сигналу можна вважати завершеним, якщо досягнута задана точність. В іншому випадку потрібно вказати отримані величину оцінюваного параметра та похибку вимірювань.

Додаток 8

Програма для дослідження імітаційної моделі

Приведена нижче програма - функція для дослідження імітаційної моделі типового каналу виявлення на хибні спрацювання встановлює параметри блоків ІМ“ТТО.mdl ”, проводить обробку даних моделювання та виводить їх у графічному вигляді.

```
%Program ZUKL1.m
%Визначення середньої кількості хибних спрацювань
%Всі параметри моделі встановлюють програмно!
%Модель при інтерактивному запуску використовує їх
% але циклічність зміни порогів не відтворюється!!
%сигнал відсутній U=0
%Поріг U0- фіксовано. Змінна SKV завади
% T,Ts,Fn- час моделювання, модельний шаг, частота Найквіста
%-----
clc;clear;
%Установки параметрів що впливають на симуляцію моделі
Ts=0.001;Fn=1/Ts*0.5;T=1;
%Установка параметрів блоків моделі
%SKV=0.5;
%Установка параметрів генератора радіосигналів
tau=100*Ts;f=100;U=0;
%Порог компаратора
U0=1;
%Розрахунок відносних частот та смуг фільтру
f0=f/Fn;
df=1/tau/Fn;
f1=f0-df*0.5;
f2=f0+df*0.5;
```

```

f3=df;
%Автоматичний запуск моделі
zav=0.5:0.1:1.6;
for j=1:length(zav); % Цикл збільшення рівня завади
    SKV=zav(j);
    K=0;N=100;
    for q=1:N; %Цикл набору статистики .N-повторень
        sim('ТТО');
        for i=1:length(yout); %Лічильник хибних спрацювань
            if yout(i) >0 % спрацьовування компаратора
                K=K+1; %Кількість хибних спрацювань K
            else
            end
        end
    end
end
Falsch(j)=K/N; % Середня кількість хибних спрацювань

end
figure(1)
stem(zav,Falsch),grid on
xlabel('Завада')
ylabel('Середня кількість хибних спрацювань')

```

ЛІТЕРАТУРА

1. Сиверс А. П. Основы радиолокации. – Л.: Судостроение, 1959.
2. Бартон Д., Вард Г. Справочник по радиолокационным измерениям: Пер. с англ. – М.: Сов. радио, 1976. – 392 с.
3. Евтютов А.П., Колесников А.Е.и др. Справочник по гидроакустике –Л.: Судостроение, 1982.-344 с.
4. Митько В.В., Евтютов А.П., Гущин С.Е. Гидроакустические средства связи и наблюдения – Л.: Судостроение,1982.-200 с.
5. Горбатов А.А., Рудашевский Г.Е. Акустические методы измерения расстояний и управления. -2- е изд., перераб. и доп. - М.: Энергоиздат, 1981.-208 с., ил.
6. Бабилов О.И. Ультразвуковые приборы контроля. - Л.: Машиностроение, Ленингр. отдел. НИИ, 1985. -117 с. ил.
7. Горяинов И. И., Ляховицкий Ф. М. Сейсмические методы в инженерной геологии. – М.: Недра – 1979г., 143с.
8. T. Damarla. Battlefield Acoustics. Cham. Springer International Publishing, p. 262, 2015
9. Колмогоров А. Н. Теория передачи информации // Сессия академии Наук СССР по научным проблемам автоматизации производства, 15-20окт.1956г. Пленар.заседания.- М.: Изд-во АН СССР, 1957.- С.66-99.
10. Фурсов В.А. Лекции по теории информации: Учеб. пособие под редакцией Н.А. Кузнецова - Самара: Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2006. – 148 с.: ил.
11. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение - Изд.2-е, испр.: Пер.с англ.-М.: Издательский дом «Вильямс», 2003.-1104с.
12. Новицкий П.В. Основы информационной теории измерительных устройств. - Л., Энергия, 1968. Кук И., Бернфельд М. Радиолокационные

- сигналы: Пер. с англ. /Под ред. В. С. Кельзона – М.: Сов.радио, 1971. – 567с.
13. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. Учебник для вузов. – Питер, 2003.
 14. Лазарев Ю. Matlab 5.X. Библиотека студента. – К.: Издательская группа BHV, 2000. – 384с.
 15. Гульяев В. Визуальное моделирование в среде Matlab. Учебный курс. – С-Пб.: “Питер”, 2000. – 467с
 16. Ширман Я.Д., Голиков В.Н. Основы теории обнаружения радиолокационных сигналов. – М.:Сов.радио –1963г.
 17. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники.т1,2.- М.:Сов.радио-1966г.
 18. Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах. Под ред. Казаринова Ю.М. -М.:Сов. Радио, 1975.
 19. Шоцкий Б.И. Проектирование гидролокаторов. Методические указания к курсовому и дипломному проектированию по дисциплине "Гидроакустические устройства" для студентов всех форм обучения.Ч.3.- К.:КПИ, 1986.
 20. Ольшевский В.В. Статистические методы в гидролокации. Л.Судостроение,1973.

ДЛЯ НОТАТОК

ДЛЯ НОТАТОК